

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出 願 年 月 日                      2 0 0 3 年    4 月    3 日  
Date of Application:

出 願 番 号                      特 願 2 0 0 3 - 1 0 0 0 0 8  
Application Number:  
ST. 10/C] :                      [ J P 2 0 0 3 - 1 0 0 0 0 8 ]

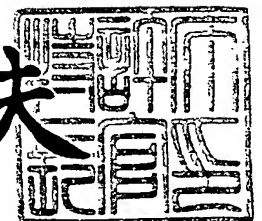
願                      人                      松 下 電 器 産 業 株 式 有 限 公 司  
Applicant(s):

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2 0 0 4 年    2 月 2 0 日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出 証 番 号    出 証 特 2 0 0 4 - 3 0 1 1 9 0 7

【書類名】 特許願

【整理番号】 2583040200

【提出日】 平成15年 4月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/48  
H02M 7/523  
H02P 7/00  
H02P 7/622 302

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 河地 光夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 松城 英夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 杉本 智弘

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 インダクションモータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられる前記インダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータのモータ電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出する P N 電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記 P N 電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比率を導出する P N 電圧補正手段と、前記モータ電圧指令作成手段から得られる前記モータ電圧指令値と前記 P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを掛け合わせることにより前記モータ電圧指令値の電圧補正を行ない、前記インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段と、前記インダクションモータのモータ電流を検出するモータ電流検出手段と、前記モータ電流検出手段から得られるモータ電流検出値から前記モータ電流の変動量を導出し、モータ電流変動量の逆位相成分を導出するビート量補正手段と、前記モータ電圧指令補正手段から得られる前記モータ電圧指令補正值と前記ビート量補正手段の出力値とを掛け合わせることにより前記モータ電圧指令補正值の電圧補正を行ない、前記インダクションモータへの印加電圧指令値を作成する第 2 モータ電圧指令補正手段とを備えたインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 2】 ビート量補正手段は、モータ電流検出値の平均演算によりモータ電流変動量を導出することを特徴とする、請求項 1 記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 3】 ビート量補正手段は、インバータの運転周波数の周期毎にモータ

タ電流検出値の平均値を導出し、モータ電流検出値の平均値を導出している期間においては少なくとも1周期前の前記モータ電流検出値の平均値を前記モータ電流変動量とし、前記モータ電流検出値の平均値を導出している期間が終了すれば前記モータ電流変動量を新たに更新することを特徴とする、請求項1～2のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項4】 ビート量補正手段は、モータ電流検出値の正負の割合を導出し、正負の割合の平均演算により前記モータ電流変動量を導出することを特徴とする、請求項1記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項5】 ビート量補正手段は、インバータの運転周波数の周期毎に正負の割合の平均値を導出し、正負の割合の平均値を導出している期間においては少なくとも1周期前の前記正負の割合の平均値を前記モータ電流変動量とし、前記正負の割合の平均値を導出している期間が終了すれば前記モータ電流変動量を新たに更新することを特徴とする請求項1あるいは4のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項6】 ビート量補正手段は、モータ電流検出値の1次遅れ演算により前記モータ電流変動量を導出することを特徴とする、請求項1記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項7】 ビート量補正手段は、インバータの運転周波数が1次遅れ演算におけるカットオフ周波数よりも大きい場合のみモータ電流変動量を抑制することを特徴とする、請求項6記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項8】 ビート量補正手段は、1次遅れ演算に伴う時間遅れを補償する遅延時間補償手段を備えることを特徴とする、請求項6～7のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項9】 ビート量補正手段は、モータ電流検出値からモータ電流の基本波成分を検出する基本波電流検出手段を備え、前記モータ電流検出値と前記基本波電流検出手段の出力値との差分によりモータ電流変動量を導出することを特徴とする、請求項1記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項10】 基本波電流検出手段は、モータ電流検出値を3相／2相変換

したものを1次遅れ演算し、更に2相/3相変換することで前記モータ電流基本波成分を導出することを特徴とする、請求項9記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項11】 モータ電流変動量が予め設定された前記モータ電流変動量の設定値よりも大きい場合のみ、前記モータ電流変動量の抑制をすることを特徴とする、請求項1～10のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項12】 インバータの運転周波数が予め設定されたインバータ運転周波数設定値よりも大きい場合のみ、モータ電流変動量の抑制をすることを特徴とする、請求項1～11のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項13】 インダクションモータが加速あるいは減速するような過渡状態においてはモータ電流変動量の抑制をしないことを特徴とする、請求項1～12のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項14】 モータ電流検出手段は、インバータの交流出力側に流れる電流を検出する電流検出器を備えることを特徴とする、請求項1～13のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項15】 モータ電流検出手段は、インバータの直流母線に流れる電流を検出する電流検出器を備え、前記電流検出器の出力値から前記モータ電流を検出することを特徴とする、請求項1～13のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項16】 電流検出器は電流センサであることを特徴とする、請求項14～15のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項17】 電流検出器はシャント抵抗であることを特徴とする、請求項14～15のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項18】 インバータの過電流保護のために前記インバータの直流母線に予め設けられているシャント抵抗を前記電流検出器として兼用することを特徴とする請求項15あるいは請求項17に記載のインダクションモータ駆動用イン

バータ制御装置。

【請求項 19】 モータ電流検出手段は、インバータのキャリア周波数に同期して前記モータ電流を検出することを特徴とする、請求項 14～18 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 20】 交流電力を直流電力に変換するコンバータ装置と、このコンバータ装置で変換された直流電力を可変電圧・可変周波数の交流電力に変換して圧縮機駆動モータに供給するインバータ装置とを備えた空気調和機において、前記インバータ装置として、請求項 1～19 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を用いることを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いたインダクションモータ駆動用インバータ制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

汎用インバータなどで用いられている一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置として、図 20 に示すような V/F 制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置がよく知られている（例えば、非特許文献 1 参照）。

【0003】

図 20 において、主回路は直流電源装置 203 と、インバータ 3 とインダクションモータ 4 とから構成されており、直流電源装置 203 については、交流電源 1 と、整流回路 2 と、インバータ 3 の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ 202 と、交流電源 1 の力率改善用リアクタ 201 から構成されている。

【0004】

一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ 4 の速度指令  $W^*$  に基づいてインダクションモータ 4 に印加するモータ電圧値を決定する V/

F制御パターン7と、V/F制御パターン7から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4のモータ電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段8と、モータ電圧作成手段8から作成されたモータ電圧指令値に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御手段12から構成されている。

#### 【0005】

なお、一般的なV/F制御パターン7の一例を図21に示す。図21に示すように速度指令 $W^*$ に対してインダクションモータ4に印加するモータ電圧値が一義的に決定するような構成となっている。一般的には、速度指令 $W^*$ とモータ電圧値の値をテーブル値としてマイコン等の演算装置のメモリに記憶させ、テーブル値以外の速度指令 $W^*$ に対してはテーブル値から線形補間することでモータ電圧値を導出している。

#### 【0006】

ここで、交流電源1が220V（交流電源周波数50Hz）、インバータ3の入力が1.5kW、平滑コンデンサ202が1500 $\mu$ Fのとき、力率改善用リアクタ201が5mHおよび20mHの場合における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を図22に示す。図22はIEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ201が5mHの場合には特に第3高調波成分がIEC規格のそれを大きく上回っているが、20mHの場合には40次までの高調波成分においてIEC規格をクリアしていることがわかる。

#### 【0007】

そのため特に高負荷時においてもIEC規格をクリアするためには力率改善用リアクタ201のインダクタンス値を更に大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、更にはコストUPを招くという不都合があった。

#### 【0008】

そこで、力率改善用リアクタ201のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図23に示すような直流電源装置が提案されている（例えば、特許文献1）。



## 【0009】

図23において、交流電源1の交流電源電圧を、ダイオードD1～D4をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力をリアクトルL<sub>in</sub>を介して中間コンデンサCに充電し、この中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電して、負荷抵抗RLに直流電圧を供給する。この場合、リアクトルL<sub>in</sub>の負荷側と中間コンデンサCを接続する正負の直流電流経路にトランジスタQ1を接続し、このトランジスタQ1をベース駆動回路G1で駆動する構成となっている。

## 【0010】

また、ベース駆動回路G1にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2と、ダミー抵抗R<sub>dm</sub>とを更に備えており、パルス発生回路I1、I2は、それぞれ交流電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗R<sub>dm</sub>にパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。

## 【0011】

ここで、パルス発生回路I1は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生I2は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

## 【0012】

なお、トランジスタQ1をオン状態にしてリアクトルL<sub>in</sub>に強制的に電流を流す場合、中間コンデンサCの電荷がトランジスタQ1を通して放電することのないように逆流防止用ダイオードD5が接続され、更に、中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電する経路に、逆流防止用ダイオードD6と、平滑効果を高めるリアクトルL<sub>d</sub>が直列に接続されている。

## 【0013】

上記の構成によって、交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタQ1をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

## 【0014】

## 【非特許文献1】

「インバータドライブハンドブック」の661～711頁、インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995年初版、日刊工業新聞社発行

## 【特許文献1】

特開平9-266674号公報

## 【0015】

## 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサC DとリアクトルL i n（特許文献1では1500 $\mu$ F、6.2mH時のシミュレーション結果について記載されている）とを以前として有したままであり、更に中間コンデンサCとトランジスタQ 1とベース駆動回路G 1とパルス発生回路I 1、I 2とダミー抵抗R d mと逆流防止用ダイオードD 5、D 6と平滑効果を高めるリアクトルL d cとを具備することで、装置の大型化や部品点数の増加に伴うコストUPを招くという課題を有していた。

## 【0016】

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、モータ電流の変動量を低減することで、更なる小型・軽量・低コスト化を図ったインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

## 【0017】

## 【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータのモータ電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定されたイ

インバータの直流電圧基準値と P N 電圧検出手段から得られるインバータの直流電圧検出値との比率を導出する P N 電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られるモータ電圧指令値と P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを掛け合わせるによりモータ電圧指令値の電圧補正を行ない、インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段と、インダクションモータのモータ電流を検出するモータ電流検出手段と、モータ電流検出手段から得られるモータ電流検出値から前記モータ電流の変動量を導出し、モータ電流変動量の逆位相成分を導出するビート量補正手段と、モータ電圧指令補正手段から得られるモータ電圧指令補正值とビート量補正手段の出力値とを掛け合わせるによりモータ電圧指令補正值の電圧補正を行ない、インダクションモータへの印加電圧指令値を作成する第 2 モータ電圧指令補正手段とを備えるものである。

#### 【0018】

上記の構成によって、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、P N 電圧補正手段によりインダクションモータに印加する電圧をほぼ一定にすることでインダクションモータの駆動を維持することが可能となり、更にビート量補正手段によりモータ電流の変動量を抑制することで損失低減や素子の電流容量低減によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の更なる小型・軽量・低コスト化を図ることが可能である。

#### 【0019】

また、ビート量補正手段は、モータ電流検出値の平均演算によりモータ電流変動量を導出するものである。

#### 【0020】

上記の構成によって、簡単な演算によりモータ電流変動量を導出することができ、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの大幅な増加を防ぐことができ、同等コストの演算手段で構成することが可能である。

#### 【0021】

また、ビート量補正手段は、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出し、モータ電流検出値の平均値を導出している期間においては少なくとも1周期前のモータ電流検出値の平均値をモータ電流変動量とし、モータ電流検出値の平均値を導出している期間が終了すればモータ電流変動量を新たに更新するものである。

#### 【0022】

上記の構成によって、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出しているため、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

#### 【0023】

また、ビート量補正手段は、モータ電流検出値の正負の割合を導出し、正負の割合の平均演算によりモータ電流変動量を導出するものである。

#### 【0024】

上記の構成によって、モータ電流検出値をそのまま平均演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減を図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

#### 【0025】

また、ビート量補正手段は、インバータの運転周波数の周期毎に正負の割合の平均値を導出し、正負の割合の平均値を導出している期間においては少なくとも1周期前の正負の割合の平均値をモータ電流変動量とし、正負の割合の平均値を導出している期間が終了すればモータ電流変動量を新たに更新するものである。

#### 【0026】

上記の構成によって、インバータの運転周波数の周期毎に正負の割合の平均値を導出しているため、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出する場合よりも更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

#### 【0027】

また、ビート量補正手段は、モータ電流検出値の1次遅れ演算によりモータ電流変動量を導出するものである。

**【0028】**

上記の構成によって、モータ電流検出値を平均演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

**【0029】**

また、ビート量補正手段は、インバータの運転周波数が1次遅れ演算におけるカットオフ周波数よりも大きい場合のみモータ電流変動量を抑制するものである。

**【0030】**

上記の構成によって、インダクションモータのモータ電流がハンチングするような不安定現象を回避することができる。

**【0031】**

また、ビート量補正手段は、1次遅れ演算に伴う時間遅れを補償する遅延時間補償手段を備えるものである。

**【0032】**

上記の構成によって、1次遅れ演算に伴う遅延時間を補償することができるため、モータ電流変動量の抑制効果の向上を図ることが可能である。

**【0033】**

また、ビート量補正手段は、モータ電流検出値からモータ電流の基本波成分を検出する基本波電流検出手段を備え、モータ電流検出値と基本波電流検出手段の出力値との差分によりモータ電流変動量を導出するものである。

**【0034】**

上記の構成によって、モータ電流検出値を1次遅れ演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

**【0035】**

また、基本波電流検出手段は、モータ電流検出値を3相/2相変換したものを1次遅れ演算し、更に2相/3相変換することでモータ電流基本波成分を導出するものである。

**【0036】**

上記の構成によって、モータ電流検出値を3相交流から2相直流に変換した後で1次遅れ演算するため、リアルタイムにて時間遅れなくモータ電流変動量を導出することによりモータ電流変動量の抑制効果の向上を図ることが可能である。

**【0037】**

また、モータ電流変動量が予め設定されたモータ電流変動量の設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をするものである。

**【0038】**

上記の構成によって、モータ電流変動量が予め設定されたモータ電流変動量の設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をすることで効果的にモータ電流変動量の抑制をすることができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

**【0039】**

また、インバータの運転周波数が予め設定されたインバータ運転周波数設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をするものである。

**【0040】**

上記の構成によって、インバータの運転周波数が予め設定されたインバータ運転周波数設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をすることで効果的にモータ電流変動量の抑制をすることができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

**【0041】**

また、インダクションモータが加速あるいは減速するような過渡状態においては前記モータ電流変動量の抑制をしないものである。

**【0042】**

上記の構成によって、インダクションモータが加速あるいは減速するような過渡状態でのモータ電流変動量の抑制をしないことでインダクションモータのモータ電流がハンチングするような不安定現象を回避することができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図

ることが可能である。

#### 【0043】

また、モータ電流検出手段は、インバータの母線電流に流れる電流を検出する電流検出器を備えるものであり、インバータの過電流保護のためにインバータの直流母線に予め設けられているシャント抵抗を電流検出器として兼用し、電流検出器の出力値からキャリア周波数に同期してモータ電流を検出するものである。

#### 【0044】

上記の構成によって、電流センサを用いる場合に比べて、モータ電流検出手段にかかるコストを必要最小限とすることが可能である。

#### 【0045】

##### 【発明の実施の形態】

以下本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

#### 【0046】

##### (実施の形態1)

本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図1に示す。図1において、主回路は交流電源1と、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ2と、小容量リアクタ5と、小容量コンデンサ6と、直流電力を交流電力に変換するインバータ3と、インバータ3により変換された交流電力により駆動するインダクションモータ4から構成されている。

#### 【0047】

一方、制御回路では、外部から与えられた速度指令 $W^*$ に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン7と、V/F制御パターン7から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4のモータ電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段8と、インバータ3の直流電圧値を検出するPN電圧検出手段9と、予め設定されたインバータ3の直流電圧基準値とPN電圧検出手段9から得られるインバータ3の直流電圧検出値との比率を導出するPN電圧補正手段10と、モータ電圧指令作成手段8から得られるモータ電圧指令値とPN電圧補正手段10の出力値であるPN電圧補正係数と

を掛け合わせるによりモータ電圧指令値の電圧補正を行ないインダクションモータ 4 のモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段 11 と、インバータ母線電流検出器 13 もしくはモータ電流検出器 14 a、14 b によりモータ電流を検出するモータ電流検出手段 15 と、モータ電流検出手段 15 から得られるモータ電流検出値からモータ電流の変動量を検出し、モータ電流変動量の逆位相成分を導出するビート量補正手段 16 と、モータ電圧指令補正手段 11 から得られるモータ電圧指令補正值とビート量補正手段 16 の出力値とを掛け合わせるによりモータ電圧指令補正值の電圧補正を行ない、インダクションモータ 4 への印加電圧指令値を作成する第 2 モータ電圧指令補正手段 17 と、第 2 モータ電圧指令補正手段 17 から作成された印加電圧指令値に基づいてインバータ 3 の PWM 信号を生成する PWM 制御手段 12 とから構成されている。

#### 【0048】

なお、V/F 制御パターン 7 については、上述の従来技術で説明しているためここでは説明を省略する（図 20 の一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置）。

#### 【0049】

以下、具体的な方法について説明する。

#### 【0050】

モータ電圧指令作成手段では式 (1) で表される演算によりモータ電圧指令値  $v_j^*$  ( $j = u, v, w$ ) を作成する（以下、同様に  $j = u, v, w$  とする）。

#### 【0051】

【数 1】

$$\begin{cases} v_u^* = V_m \sin \theta_1 \\ v_v^* = V_m \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \dots\dots\dots (1) \\ v_w^* = V_m \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{cases}$$

ここで、 $V_m$  は V/F 制御パターン 7 から決定されるモータ電圧値であり、 $\theta_1$  は式 (2) で表されるように速度指令  $W^*$  を時間積分することで導出する。

#### 【0052】



【数 2】

$$\theta_1 = \int w^* dt \quad \dots\dots\dots (2)$$

なお、マイコン等の演算手段で演算を行う場合は、離散時間系（マイコン等のサンプリング時間を  $T_S$  とする）をとるものとし、以下同様に各演算において特に明記しないものには現在値  $n T_S$  を使用するものとする（例えば、モータ電圧指令値を導出する場合には式（1）の  $\theta_1$  を  $\theta_1[n T_S]$  として演算する）。

【0053】

また、図2は本発明に係るPN電圧補正手段10の第1の実施形態を示した図で、PN電圧補正手段10では予め設定されたインバータ3の直流電圧基準値  $V_{pn0}$  とPN電圧検出手段10から得られるインバータ3の直流電圧検出値  $v_{pn}$  を用いて式（3）のようにPN電圧補正係数  $k_{pn}$  を導出する。

【0054】

【数 3】

$$k_{pn} = \frac{V_{pn0}}{v_{pn} + \delta_0} \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、本発明では小容量コンデンサを用いているため、直流電圧検出値  $v_{pn}$  がゼロとなる場合が生じるので、ゼロ割防止のための微小項  $\delta_0$  を設定しておく必要がある。

【0055】

なお、式（3）の微小項  $\delta_0$  の代わりに、直流電圧検出値  $v_{pn}$  がゼロ以下の場合においてPN電圧補正係数  $k_{pn}$  に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定することでゼロ割防止を図ることができる。

【0056】

即ち、式（4）のようにPN電圧補正係数  $k_{pn}$  を導出しても良い。

【0057】

【数 4】

$$k_{pn} = \begin{cases} k_{pn\_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0} / v_{pn} & (v_{pn} > 0) \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $k_{pn\_max}$ は予め設定されたPN電圧補正係数の最大値である。

【0058】

なお、PN電圧補正手段10は、PN電圧補正係数 $k_{pn}$ が少なくとも予め設定された上限値もしくは下限値を有することで、インバータ直流電圧が大幅に変動するような場合でもインダクションモータの駆動を維持することが可能であり、更に予め設定された上限値もしくは下限値を有することで交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制することが可能となる。

【0059】

なお、PN電圧補正手段10は、直流電圧検出値が直流電圧基準値よりも大きい場合には直流電圧検出値に比例してPN電圧補正係数 $k_{pn}$ を大きくすることで、インバータ直流電圧が大幅に変動するような場合でもインダクションモータの駆動を維持することが可能であり、更にインバータ直流電圧が直流電圧基準値よりも大きい場合にPN電圧補正係数を大きくすることでインダクションモータの出力トルクの向上を図ることが可能となる。

【0060】

また、モータ電圧指令補正手段11ではモータ電圧指令値 $v_j^*$ とPN電圧補正係数 $k_{pn}$ を用いて式(5)のようにモータ電圧指令補正值 $v_{jh}^*$ を導出する。

【0061】

【数 5】

$$v_{jh}^* = k_{pn} \cdot v_j^* \dots\dots\dots (5)$$

ここで、図19にモータ電流の周波数分析結果を示す。本発明では小容量コンデンサを用いているため交流電源周波数 $f_s$ の2倍の周波数でインバータ直流電圧が大きく脈動し、図19のようにモータ電流に、インバータ運転周波数 $f_1$ と

電源周波数  $f_S$  の偶数倍の周波数との和と差の絶対値  $|f_1 \pm 2n f_S|$  (ただし、 $n$  は正の整数である) の周波数成分の変動量が重畳される、いわゆるビート現象が発生し、そのままでは損失増加、あるいは素子の電流容量の増加に伴う大型化やコストUPを招いてしまう。

#### 【0062】

なお、このときの諸元としては、交流電源1は220V (交流電源周波数は50Hz)、小容量リアクタ5のインダクタンス値は0.5mH、小容量コンデンサ6の容量は10 $\mu$ F、インバータ運転周波数は90Hzである。

#### 【0063】

そこで、以下のような方法でモータ電流の変動量を抑制する。

#### 【0064】

図3は本発明に係るビート量補正手段16の第1の実施形態を示した図で、モータ電流検出値  $i_j$  を積分器31により積分する際に積分回数カウンタ33にてモータ電流検出値  $i_j$  の1周期における積分回数  $N$  を記憶しておき、モータ電流平均演算部32では積分器31の出力値 (モータ電流積分値) を積分回数カウンタ33で記憶した積分回数  $N$  で除算することでモータ電流平均値  $i_{j-mean}$  を導出する。

#### 【0065】

ここで、図19においてモータ電流検出値  $i_j$  は、式(6)のように概ね基本波成分  $i_{1j}$  と変動量  $\Delta i_j$  との合成とすることができるため、モータ電流検出値  $i_j$  の平均演算によりモータ電流変動量  $\Delta i_j$  を導出できることがわかる。(正弦波あるいは余弦波を平均演算すればゼロとなるため、明白である)

#### 【0066】

##### 【数6】

$$i_j = i_{1j} + \Delta i_j \quad \text{.....(6)}$$

なお、モータ電流基本波成分  $i_{1j}$  は式(7)のように表すことができる。

#### 【0067】

【数 7】

$$\begin{aligned}
 i_{1u} &= I_{1m} \sin(\theta_1 + \phi) \\
 i_{1v} &= I_{1m} \sin(\theta_1 + \phi - 2\pi/3) \quad \dots\dots\dots (7) \\
 i_{1w} &= I_{1m} \sin(\theta_1 + \phi + 2\pi/3)
 \end{aligned}$$

ここで、 $I_{1m}$ はモータ電流基本波成分の最大値、 $\phi$ は力率角（モータ電圧とモータ電流との位相差）である。

【0068】

よって、モータ電流平均値  $i_{j\text{-mean}}$  は式（8）のように表される。

【0069】

【数 8】

$$i_{L\text{mean}}[nT_s] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{m=n-N+1}^n i_j[mT_s] \quad \dots\dots\dots (8)$$

即ち、式（8）では（ $N-1$ ）回前のモータ電流検出値  $i_j[(n-N+1)T_s]$  から現在のモータ電流検出値  $i_j[nT_s]$  までを積分し、その積分したものを積分回数  $N$  で除算することでモータ電流平均値の現在値  $i_{j\text{-mean}}[nT_s]$  を導出するものである。

【0070】

また、モータ電流変動量補正係数演算部 34 ではモータ電流平均値  $i_{j\text{-mean}}$  の逆位相成分を導出することで各相のビート量補正係数  $k_{bj}$  を式（9）の演算により導出する。

【0071】

【数 9】

$$k_{bj} = 1 - \frac{i_{L\text{mean}}}{I_R} \cdot K_B \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 $I_R$  は予め設定されたモータ電流基準値、 $K_B$  は制御ゲインである。

【0072】

また、図 9 に図 3 のビート量補正手段におけるモータ電流検出値  $i_j$  とモータ電流変動量  $\Delta i_j$  との関係を示す。モータ電流検出値  $i_j$  に対して式（8）の演算

によりモータ電流平均値  $i_{j\text{-mean}}$  を導出することでモータ電流変動量  $\Delta i_j$  が導出されているのがわかる。

### 【0073】

以上により、簡単な演算によりモータ電流変動量を導出することができるため、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの大幅な増加を防ぐことができ、同等コストの演算手段で構成することが可能である。

### 【0074】

次に、第2モータ電圧指令補正手段17では、モータ電圧指令補正值  $v_{jh}^*$  およびビート量補正係数  $k_{bj}$  を用いて式(10)のように印加電圧指令値  $v_{jh2}^*$  を導出する。

### 【0075】

#### 【数10】

$$v_{jh2}^* = k_{bj} \cdot v_{jh}^* \quad \dots\dots\dots(10)$$

なお、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御では、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避することで、インダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

### 【0076】

なお、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定することで、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能である。

### 【0077】

なお、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで、周辺回路の破壊を防止するこ

とが可能となる。

#### 【0078】

なお、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定することで、小容量リアクタのキャリア周波数依存性を活用して必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

#### 【0079】

以上により、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、PN電圧補正手段によりインダクションモータに印加する電圧をほぼ一定にすることでインダクションモータの駆動を維持することが可能となり、更にビート量補正手段によりモータ電流の変動量を抑制することで損失低減や素子の電流容量低減によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の更なる小型・軽量・低コスト化を図ることが可能である。

#### 【0080】

なお、本発明は上述の実施例のようにV/F制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置に限定されるものではなく、周知のベクトル制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置においても本発明は適用可能である。

#### 【0081】

なお、空気調和機における圧縮機駆動モータなどのようにパルスジェネレータ等の速度センサを使用することができない場合や、サーボドライブなどのように速度センサを具備することができる場合のどちらにおいても本発明は適用可能である。

#### 【0082】

(実施の形態2)

本発明に係るビート量補正手段の第2の実施形態を図4に示す。図3のビート

量補正手段と同じ構成要素は同一符号で示してあり、その説明は重複するので省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

#### 【0083】

図4において、モータ電流平均演算部32はインバータ運転周波数 $f_1$ の周期毎にモータ電流平均値 $i_{j-mean}$ を導出し、モータ電流平均値保存部41はモータ電流平均演算部32で導出したモータ電流平均値 $i_{j-mean}$ のM周期前の値までを保存するものであり、モータ電流平均値 $i_{j-mean}$ を導出している期間においては少なくとも1周期前（1～M周期前）のモータ電流平均値 $i_{j-mean}$ をモータ電流変動量 $\Delta i_j$ とし、モータ電流平均値 $i_{j-mean}$ を導出している期間が終了すればモータ電流変動量 $\Delta i_j$ を新たに更新するものである。

#### 【0084】

なお、モータ電流平均値保存部41における保存するモータ電流平均値 $i_{j-mean}$ の個数M（M周期前の値までを保存）に関しては、遅延時間や応答性を考慮してインバータ運転周波数 $f_1$ や負荷条件に応じて予め設定しておく。

#### 【0085】

また、図10に図4のビート量補正手段におけるモータ電流検出値 $i_j$ とモータ電流変動量 $\Delta i_j$ との関係を示す。図10において○印が演算により導出したモータ電流平均値 $i_{j-mean}$ であり、モータ電流平均値 $i_{j-mean}$ を導出している期間には1周期前のモータ電流平均値 $i_{j-mean}$ をモータ電流変動量 $\Delta i_j$ とし、モータ電流検出値 $i_{j-mean}$ を導出している期間が終了すればモータ電流変動量 $\Delta i_j$ を新たに更新するものである。

#### 【0086】

ここで、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を動作させた場合の結果を図15および図16に示す。図15はモータ電流変動量 $\Delta i_j$ の抑制をしない場合の動作結果で、図16はモータ電流変動量 $\Delta i_j$ の抑制をする場合（モータ電流平均値 $i_{j-mean}$ を導出している期間においては1周期前のモータ電流平均値 $i_{j-mean}$ をモータ電流変動量 $\Delta i_j$ としている）の動作結果であり、図15に対して図16のモータ電流ではモータ電流変動量 $\Delta i_j$ が低減されていることがわかる。

## 【0087】

なお、このときの諸元としては、交流電源は220V（交流電源周波数は50Hz）、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5mH、小容量コンデンサの容量は10 $\mu$ F、インバータ運転周波数は96Hzである。

## 【0088】

以上により、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出しているため、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

## 【0089】

（実施の形態3）

本発明に係るビート量補正手段の第3の実施形態を図5に示す。図5において、モータ電流検出値 $i_j$ の正負を判別するモータ電流正負判別部51と、モータ電流正負判別部51の出力値をもとにモータ電流正負割合 $\epsilon_j$ を設定するモータ電流正負割合設定部52と、モータ電流正負割合 $\epsilon_j$ を積分器31により積分する際に積分回数カウンター33にてモータ電流正負割合 $\epsilon_j$ の1周期における積分回数Nを記憶しておき、モータ電流正負割合平均演算部53では積分器31の出力値（モータ電流正負比率 $\epsilon_j$ の積分値）を積分回数カウンター33で記憶した積分回数Nで除算することでモータ電流正負割合平均値 $\epsilon_{j\_mean}$ を導出するものである。

## 【0090】

ここで、モータ電流正負割合 $\epsilon_j$ は式（11）のように設定するものとする。

## 【0091】

【数11】

$$\epsilon_j = \begin{cases} 100\% & (i_j \geq 0) \\ 0\% & (i_j < 0) \end{cases} \dots\dots\dots (11)$$

また、モータ電流正負割合平均値 $\epsilon_{j\_mean}$ は式（12）のように表される。

## 【0092】



【数 1 2】

$$\varepsilon_{j\_mean}[nT_S] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{m=n-N+1}^n \varepsilon_j[mT_S] \quad \dots\dots\dots (12)$$

即ち、式(12)では(N-1)回前のモータ電流正負割合 $\varepsilon_j[(n-N+1)T_S]$ から現在のモータ電流正負割合 $\varepsilon_j[nT_S]$ までを積分し、その積分したものを積分回数Nで除算することでモータ電流正負割合平均値の現在値 $\varepsilon_{j\_mean}[nT_S]$ を導出するものである。

【0093】

また、モータ電流変動量補正係数演算部34ではモータ電流正負割合平均値 $\varepsilon_{j\_mean}$ の逆位相成分を導出することで各相のビート量補正係数 $k_{bj}$ を式(13)の演算により導出する。

【0094】

【数 1 3】

$$k_{bj} = 1 - \frac{\varepsilon_{j\_mean}}{100} \cdot K_B \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $K_B$ は制御ゲインである。

【0095】

また、図11に図5のビート量補正手段におけるモータ電流正負割合 $\varepsilon_j$ とモータ電流変動量 $\Delta i_j$ との関係を示す。モータ電流正負割合 $\varepsilon_j$ に対して式(12)の演算によりモータ電流正負割合平均値 $\varepsilon_{j\_mean}$ を導出することでモータ電流変動量 $\Delta K_B$ が導出されているのがわかる。

【0096】

以上により、モータ電流検出値をそのまま平均演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減を図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

【0097】

(実施の形態4)

本発明に係るビート量補正手段の第4の実施の形態を図6に示す。図5のビート量補正手段と同じ構成要素は同一符号で示してあり、その説明は重複するので

省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

#### 【0098】

図6において、モータ電流正負割合平均演算部53はインバータ運転周波数  $f_1$  の周期毎にモータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  を導出し、モータ電流正負割合平均値保存部61はモータ電流正負割合平均演算部53で導出したモータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  のM周期前の値までを保存するものであり、モータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  を導出している期間においては少なくとも1周期前（1～M周期前）のモータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  をモータ電流変動量  $\Delta i_j$  とし、モータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  を導出している期間が終了すればモータ電流変動量  $\Delta i_j$  を新たに更新するものである。

#### 【0099】

なお、モータ電流正負割合平均値保存部61における保存するモータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  の個数M（M周期前の値までを保存）に関しては、遅延時間や応答性を考慮してインバータ運転周波数  $f_1$  や負荷条件に応じて予め設定しておく。

#### 【0100】

また、図12に図6のビート量補正手段におけるモータ電流正負割合  $\epsilon_j$  とモータ電流変動量  $\Delta i_j$  との関係を示す。図12において○印が演算により導出したモータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  であり、モータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  を導出している期間には1周期前のモータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  をモータ電流変動量  $\Delta i_j$  とし、モータ電流正負割合平均値  $\epsilon_{j\_mean}$  を導出している期間が終了すればモータ電流変動量  $\Delta i_j$  を新たに更新するものである。

#### 【0101】

以上により、インバータの運転周波数の周期毎に正負の割合の平均値を導出しているため、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出する場合よりも更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

#### 【0102】

（実施の形態5）

本発明に係るビート量補正手段の第5の実施形態に関する具体的な方法について以下に説明する。

【0103】

モータ電流検出値  $i_j$  を1次遅れ演算することでモータ電流変動量  $\Delta i_j$  を導出するものであり、モータ電流変動量  $\Delta i_j$  は式(14)のように表される。

【0104】

【数14】

$$\Delta i_j = \frac{K_p}{1+TP} \cdot i_j \quad \text{..... (14)}$$

ここで、 $K_p$ は比例ゲイン、 $T$ は1次遅れ演算の時定数、 $P$ は微分演算子である。

【0105】

以上により、モータ電流検出値を平均演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

【0106】

また、インバータの運転周波数  $f_1$  が1次遅れ演算におけるカットオフ周波数  $f_{\text{cut-off}}$  よりも小さい場合には式(14)によりモータ電流変動量  $\Delta i_j$  にはモータ電流検出値  $i_j$  そのものが出力され、モータ電流変動量  $\Delta i_j$  を導出することができないため、インバータの運転周波数  $f_1$  がカットオフ周波数  $f_{\text{cut-off}}$  よりも大きい場合のみモータ電流変動量  $\Delta i_j$  の抑制をするものである。

【0107】

ここで、カットオフ周波数  $f_{\text{cut-off}}$  と時定数  $T$  の間には式(15)のような関係がある。

【0108】

【数15】

$$f_{\text{CUT-OFF}} = 1/2\pi T \quad \text{..... (15)}$$

以上により、インダクションモータのモータ電流がハンチングするような不安

定現象を回避することができる。

【0109】

また、上述の時定数Tの値が大きい場合には1次遅れ演算に伴う時間遅れが大きくなり、実際のモータ電流変動量に対して1次遅れ演算により導出したモータ電流変動量は大きく遅れることとなり、モータ変動量の抑制効果が低減するため、1次遅れ演算に伴う時間遅れを補償する遅延時間補償手段を備えるものである。

【0110】

以上により、1次遅れ演算に伴う遅延時間を補償することができるため、モータ電流変動量の抑制効果の向上を図ることが可能である。

【0111】

(実施の形態6)

本発明に係るビート量補正手段の第6の実施形態を図7に示す。図7において、モータ電流検出値 $i_j$ からモータ電流基本波成分 $i_{1j}$ を検出する基本波電流検出手段71を備え、モータ電流検出値 $i_j$ と基本波電流検出手段の出力値 $i_{1j}$ との差分によりモータ電流変動量を導出するものである。

【0112】

ここで、モータ電流検出値 $i_j$ は、実施の形態1の式(6)において上述しているように、概ね基本波成分 $i_{1j}$ と変動量 $\Delta i_j$ との合成とすることができる。

【0113】

そのため、モータ電流検出値 $i_j$ からモータ電流基本波成分 $i_{1j}$ を検出し、モータ電流検出値 $i_j$ とモータ電流基本波成分 $i_{1j}$ との差分により式(16)のようにモータ電流変動量 $\Delta i_j$ を導出することができる。

【0114】

【数16】

$$\Delta i_j = i_j - i_{1j} \quad \dots\dots\dots (16)$$

以上により、モータ電流検出値を1次遅れ演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図るこ

とが可能である。

【0115】

また、図7における基本波電流検出手段71の第1の実施形態を図8に示す。

【0116】

図8において、3相／2相変換器81によりモータ電流検出値 $i_j$ を3相交流から2相直流に変換し、3相／2相変換器81の出力値（モータ電流変動量 $\Delta i_j$ によりリップルを含んだ2相直流電流）をLPF72に通して完全な直流成分のみとし、LPF82の出力値（完全な直流成分）を2相／3相変換器83により2相直流から3相交流に変換することでモータ電流基本波成分 $i_{1j}$ を検出するものである。

【0117】

ここで、3相／2相変換器81では式(17)の演算により、モータ電流検出値 $i_j$ を3相交流から2相直流 $i_\gamma$ 、 $i_\delta$ に変換する。

【0118】

【数17】

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta_1 & \sin(\theta_1 - 2\pi/3) & \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \\ \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - 2\pi/3) & \cos(\theta_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (17)$$

また、LPF82では式(18)の演算により、2相直流 $i_\gamma$ 、 $i_\delta$ から完全な直流成分 $i_{\gamma 0}$ 、 $i_{\delta 0}$ のみとする。

【0119】

【数18】

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma 0} \\ i_{\delta 0} \end{bmatrix} = \frac{K_{LPF}}{1 + T_{LPF} P} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad (18)$$

ここで、 $K_{LPF}$ は比例ゲイン、 $T_{LPF}$ は時定数、 $P$ は微分演算子である。

【0120】

更に、2相／3相変換器83では式(19)の演算により、完全な直流成分である2相直流 $i_{\gamma 0}$ 、 $i_{\delta 0}$ から3相交流に変換する。

【0121】

【数 19】

$$\begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \\ \sin(\theta_1 - 2\pi/3) & \cos(\theta_1 - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_1 + 2\pi/3) & \cos(\theta_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{s0} \end{bmatrix} \quad (19)$$

また、モータ電流変動量補正係数演算部 34 では式 (16) で導出されるモータ電流変動量  $\Delta i_j$  の逆位相成分を導出することで各相のビート量補正係数  $k_{bj}$  を式 (20) の演算により導出する。

【0122】

【数 20】

$$k_{bj} = 1 - \frac{\Delta i_j}{I_R} \cdot K_B \quad (20)$$

ここで、 $I_R$  は予め設定されたモータ電流基準値、 $K_B$  は制御ゲインである。

【0123】

また、図 13 および図 14 に図 6 のビート量補正手段における動作説明図を示す。図 13 はモータ電流検出値  $i_j$ 、モータ電流基本波成分  $i_{1j}$ 、およびモータ電流変動量  $\Delta i_j$  の関係を示しており、図 14 は 3 相 / 2 相変換器 81 の出力値である 2 相直流  $i_\gamma$ 、 $i_\delta$  を示したものである。

【0124】

ここで、図 13 におけるモータ電流検出値  $i_j$  を式 (17) により演算することで図 14 の 2 相直流  $i_\gamma$ 、 $i_\delta$  が得られ、2 相直流  $i_\gamma$ 、 $i_\delta$  を LPF 82 に通すことで完全な直流成分である 2 相直流  $i_{\gamma 0}$ 、 $i_{\delta 0}$  を導出し、2 相直流  $i_{\gamma 0}$ 、 $i_{\delta 0}$  を式 (19) により演算することで図 13 のモータ電流基本波成分  $i_{1j}$  を得ている。更に、式 (16) の差分演算によりモータ電流変動量  $\Delta i_j$  を得ることができる。

【0125】

なお、LPF 82 による遅延時間や応答性に関しては、2 相直流にて式 (18) の演算を行なっているため、実際にモータ電流基本波成分  $i_{1j}$  を導出する際には LPF 82 による遅延時間の影響は少なくなっている。

【0126】

以上により、モータ電流検出値を 3 相交流から 2 相直流に変換した後で 1 次遅れ演算するため、リアルタイムにて時間遅れなくモータ電流変動量を導出することによりモータ電流変動量の抑制効果の向上を図ることが可能である。

#### 【0127】

(実施の形態 7)

本発明に係るビート量補正手段のモータ電流変動量の抑制における条件に関する具体的な方法を以下に説明する。

#### 【0128】

モータ電流変動量  $\Delta i_j$  が予め設定されたモータ電流変動量の設定値  $\Delta i_R$  よりも小さい場合にはモータ電流変動量  $\Delta i_j$  による影響が小さいためモータ電流変動量  $\Delta i_j$  の抑制を止め、モータ電流変動量  $\Delta i_j$  が予め設定されたモータ電流変動量の設定値  $\Delta i_R$  よりも大きい場合のみモータ電流変動量  $\Delta i_j$  の抑制をするものである。

#### 【0129】

以上により、モータ電流変動量が予め設定されたモータ電流変動量の設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をすることで効果的にモータ電流変動量の抑制をすることができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

#### 【0130】

また、インバータの運転周波数  $f_1$  が予め設定されたインバータ運転周波数設定値  $f_{1R}$  よりも大きい場合のみモータ電流変動量  $\Delta i_j$  の抑制をするものである。

#### 【0131】

以上により、インバータの運転周波数が予め設定されたインバータ運転周波数設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をすることで効果的にモータ電流変動量の抑制をすることができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

#### 【0132】

更に、インダクションモータが加速あるいは減速するような過渡状態において

はモータ電流変動量 $\Delta i_j$ の抑制をしないものである。

【0133】

以上により、インダクションモータが加速あるいは減速するような過渡状態でのモータ電流変動量の抑制をしないことでインダクションモータのモータ電流がハンチングするような不安定現象を回避することができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能である。

【0134】

(実施の形態8)

本発明に係るモータ電流検出手段の第1の実施形態に関する具体的な方法について以下に説明する。

【0135】

モータ電流検出手段は、インバータの母線電流に流れる電流を検出する電流検出器を備えるものであり、インバータの過電流保護のためにインバータの直流母線に予め設けられているシャント抵抗を電流検出器として兼用し、電流検出器の出力値からキャリア周波数に同期してモータ電流を検出するものである。

【0136】

ここで、本発明に係る電流検出手段の第1の動作説明図を図17に示す。図17において、インバータ母線電流はモータ電流のように時間軸（横軸）に対して連続値ではなく、インバータのキャリア周波数毎の離散値（インバータが通電する場合に正の電流がインバータに流れ込むため、図17のようにパルス状に変化する）であるため、図1におけるインバータ母線電流検出器13（インバータの過電流保護のために予め設けられているシャント抵抗）では、キャリア周期に同期してインバータ母線電流を検出する必要がある。

【0137】

また、図17において破線で示すようにインバータ母線電流のピーク値（パルス波形における最大値）は概ねモータ電流と一致するため、インバータ母線電流のパルス波形のピーク値を検出することで、モータ電流を検出することが可能である。



## 【0138】

なお、キャリア周波数に同期せずに電流を検出する場合には、インバータが通電していない時の電流を検出する可能性があり、モータ電流を検出することが困難となる。

## 【0139】

なお、図17における諸元としては、交流電源は220V（交流電源周波数は50Hz）、小容量リアクタのインダクタンス値は2mH、小容量コンデンサの容量は25 $\mu$ F、インバータ運転周波数は40Hz、インバータキャリア周波数は3.3kHzである。

## 【0140】

ここで、図1におけるモータ電流検出器14a、15aのように最低限2つの電流検出器を用いることで3相分のモータ電流を連続して検出できるのに対して、図17のように離散値で表される1相分のモータ電流を得ることしかできない。

## 【0141】

しかし、図18のように各相のモータ電流におけるモータ電流変動量は、時間差（横軸方向）はあるが大きさや周期は同じであるため、例えばU相のモータ電流検出値からモータ電流変動量を上述したビート量補正手段により導出し、V相およびW相のモータ電流変動量に関しては、インバータ運転周波数や負荷条件に応じて予め遅延時間を設定することで、U相のモータ電流変動量からV相およびW相のモータ電流変動量を得ることができる。

## 【0142】

また、各相のモータ電流変動量を用いて、上述の式（10）の演算によりインダクションモータの印加電圧指令値を導出することができる。

## 【0143】

なお、図18は本発明に係る電流検出手段の第2の動作説明図で、このときの諸元としては、交流電源は220V（交流電源周波数は50Hz）、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5mH、小容量コンデンサの容量は10 $\mu$ F、インバータ運転周波数は96Hz、インバータキャリア周波数は5kHzである。

## 【0144】

上記の構成によって、電流センサを用いる場合に比べて、モータ電流検出手段にかかるコストを必要最小限とすることが可能である。

## 【0145】

## 【発明の効果】

上記から明らかなように、本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータのモータ電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定されたインバータの直流電圧基準値とPN電圧検出手段から得られるインバータの直流電圧検出値との比率を導出するPN電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られるモータ電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを掛け合わせることによりモータ電圧指令値の電圧補正を行ない、インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段と、インダクションモータのモータ電流を検出するモータ電流検出手段と、モータ電流検出手段から得られるモータ電流検出値から前記モータ電流の変動量を導出し、モータ電流変動量の逆位相成分を導出するビート量補正手段と、モータ電圧指令補正手段から得られるモータ電圧指令補正值とビート量補正手段の出力値とを掛け合わせることによりモータ電圧指令補正值の電圧補正を行ない、インダクションモータへの印加電圧指令値を作成する第2モータ電圧指令補正手段とを備えるもので、この構成によれば、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、PN電圧補正手段によりインダクションモータに印加する電圧をほぼ一定にすることでインダクションモータの駆動を維持す

ることが可能となり、更にビート量補正手段によりモータ電流の変動量を抑制することで損失低減や素子の電流容量低減によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の更なる小型・軽量・低コスト化を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0146】

また、本発明は、ビート量補正手段は、モータ電流検出値の平均演算によりモータ電流変動量を導出するもので、この構成によれば、簡単な演算によりモータ電流変動量を導出することができるため、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの大幅な増加を防ぐことができ、同等コストの演算手段で構成することが可能であるという効果を奏する。

#### 【0147】

また、本発明は、ビート量補正手段は、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出し、モータ電流検出値の平均値を導出している期間においては少なくとも1周期前のモータ電流検出値の平均値をモータ電流変動量とし、モータ電流検出値の平均値を導出している期間が終了すればモータ電流変動量を新たに更新するもので、この構成によれば、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出しているため、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0148】

また、本発明は、ビート量補正手段は、モータ電流検出値の正負の割合を導出し、正負の割合の平均演算によりモータ電流変動量を導出するもので、この構成によれば、モータ電流検出値をそのまま平均演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減を図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0149】

また、本発明は、ビート量補正手段は、インバータの運転周波数の周期毎に正負の割合の平均値を導出し、正負の割合の平均値を導出している期間においては少なくとも1周期前の正負の割合の平均値をモータ電流変動量とし、正負の割合

の平均値を導出している期間が終了すればモータ電流変動量を新たに更新するもので、この構成によれば、インバータの運転周波数の周期毎に正負の割合の平均値を導出しているため、インバータの運転周波数の周期毎にモータ電流検出値の平均値を導出する場合よりも更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0150】

また、本発明は、ビート量補正手段は、モータ電流検出値の1次遅れ演算によりモータ電流変動量を導出するもので、この構成によれば、モータ電流検出値を平均演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0151】

また、本発明は、ビート量補正手段は、インバータの運転周波数が1次遅れ演算におけるカットオフ周波数よりも大きい場合のみモータ電流変動量を抑制するもので、この構成によれば、インダクションモータのモータ電流がハンチングするような不安定現象を回避することができるという効果を奏する。

#### 【0152】

また、本発明は、ビート量補正手段は、1次遅れ演算に伴なう時間遅れを補償する遅延時間補償手段を備えるもので、この構成によれば、1次遅れ演算に伴なう遅延時間を補償することができるため、モータ電流変動量の抑制効果の向上を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0153】

また、本発明は、ビート量補正手段は、モータ電流検出値からモータ電流の基本波成分を検出する基本波電流検出手段を備え、モータ電流検出値と基本波電流検出手段の出力値との差分によりモータ電流変動量を導出するもので、この構成によれば、モータ電流検出値を1次遅れ演算するのに対して、マイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0154】

また、本発明は、基本波電流検出手段は、モータ電流検出値を 3 相／2 相変換したものを 1 次遅れ演算し、更に 2 相／3 相変換することでモータ電流基本波成分を導出するもので、この構成によって、モータ電流検出値を 3 相交流から 2 相直流に変換した後で 1 次遅れ演算するため、リアルタイムにて時間遅れなくモータ電流変動量を導出することによりモータ電流変動量の抑制効果の向上を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0155】

また、本発明は、モータ電流変動量が予め設定されたモータ電流変動量の設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をするもので、この構成によれば、モータ電流変動量が予め設定されたモータ電流変動量の設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をすることで効果的にモータ電流変動量の抑制をすることができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0156】

また、本発明は、インバータの運転周波数が予め設定されたインバータ運転周波数設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をするもので、この構成によれば、インバータの運転周波数が予め設定されたインバータ運転周波数設定値よりも大きい場合のみモータ電流変動量の抑制をすることで効果的にモータ電流変動量の抑制をすることができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0157】

また、本発明は、インダクションモータが加速あるいは減速するような過渡状態においては前記モータ電流変動量の抑制をしないもので、この構成によれば、インダクションモータが加速あるいは減速するような過渡状態でのモータ電流変動量の抑制をしないことでインダクションモータのモータ電流がハンチングするような不安定現象を回避することができ、更にマイコン等の演算手段における演算量やメモリの低減が図れ、演算手段のコスト低減を図ることが可能であるという効果を奏する。

## 【0158】

また、モータ電流検出手段は、インバータの母線電流に流れる電流を検出する電流検出器を備えるものであり、インバータの過電流保護のためにインバータの直流母線に予め設けられているシャント抵抗を電流検出器として兼用し、電流検出器の出力値からキャリア周波数に同期してモータ電流を検出するものであり、この構成によれば、電流センサを用いる場合に比べて、モータ電流検出手段にかかるコストを必要最小限とすることが可能であるという効果を奏する。

## 【図面の簡単な説明】

## 【図1】

本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

## 【図2】

本発明に係るPN電圧補正手段の第1の実施形態を示す図

## 【図3】

本発明に係るビート量補正手段の第1の実施形態を示す図

## 【図4】

本発明に係るビート量補正手段の第2の実施形態を示す図

## 【図5】

本発明に係るビート量補正手段の第3の実施形態を示す図

## 【図6】

本発明に係るビート量補正手段の第4の実施形態を示す図

## 【図7】

本発明に係るビート量補正手段の第6の実施形態を示す図

## 【図8】

図7のビート量補正手段における基本波電流検出手段の第1の実施形態を示す図

## 【図9】

図3のビート量補正手段の動作説明図

## 【図10】

図4のビート量補正手段の動作説明図

【図11】

図5のビート量補正手段の動作説明図

【図12】

図6のビート量補正手段の動作説明図

【図13】

図7のビート量補正手段の第1の動作説明図

【図14】

図7のビート量補正手段の第2の動作説明図

【図15】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第1の動作結果を示す図

【図16】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第2の動作結果を示す図

【図17】

本発明に係るモータ電流検出手段の第1の動作説明図

【図18】

本発明に係るモータ電流検出手段の第2の動作説明図

【図19】

モータ電流の周波数分析結果を示す図

【図20】

一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図21】

一般的なV/F制御パターンの一例を示す図

【図22】

図20のインダクションモータ駆動用インバータ装置における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を示した線図

【図23】

## 従来の直流電源装置の構成図

## 【符号の説明】

- 1 交流電源
- 2 ダイオードブリッジ
- 3 インバータ
- 4 インダクションモータ
- 5 小容量リアクタ
- 6 小容量コンデンサ
- 7 V/F制御パターン
- 8 モータ電圧指令作成手段
- 9 P N電圧検出手段
- 10 P N電圧補正手段
- 11 モータ電圧指令補正手段
- 12 PWM制御手段
- 13 インバータ母線電流検出器
- 14 a、15 b モータ電流検出器
- 15 モータ電流検出手段
- 16 ビート量補正手段
- 17 第2モータ電圧指令補正手段
- 31 積分器
- 32 モータ電流平均演算部
- 33 積分回数カウンタ
- 34 モータ電流変動量補正係数演算部
- 41 モータ電流平均値保存部
- 51 モータ電流正負判別部
- 52 モータ電流正負割合設定部
- 53 モータ電流正負割合平均演算部
- 61 モータ電流正負割合平均値保存部
- 71 基本波電流検出手段



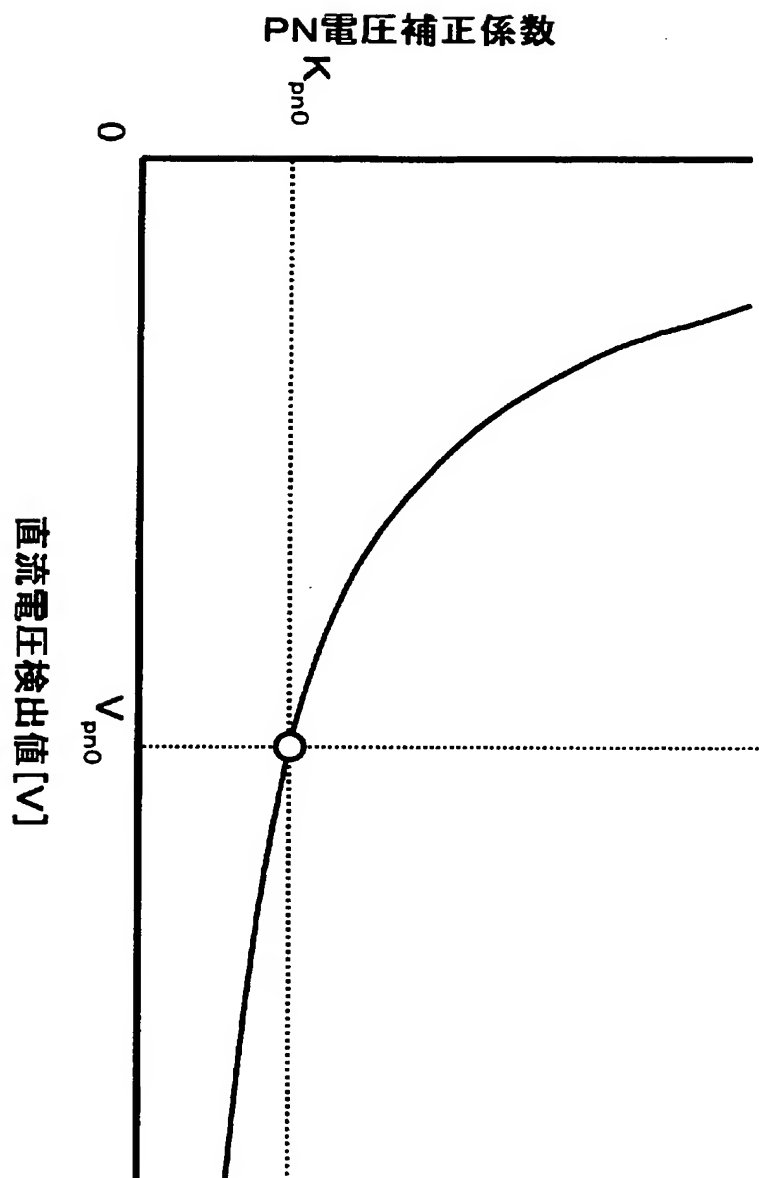
8 1 3 相 / 2 相変換器

8 2 L P F

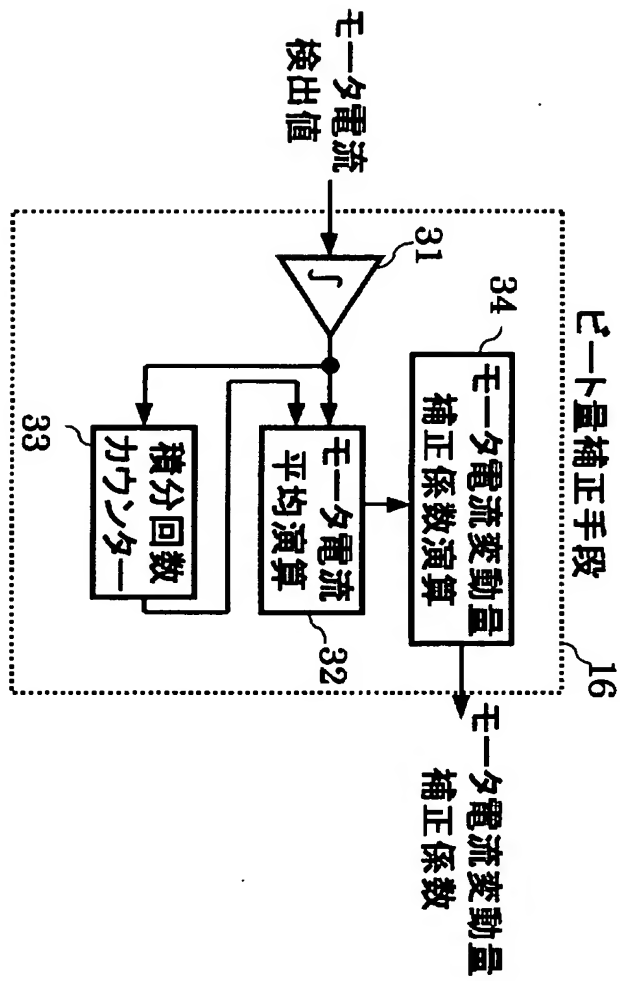
8 3 2 相 / 3 相変換器



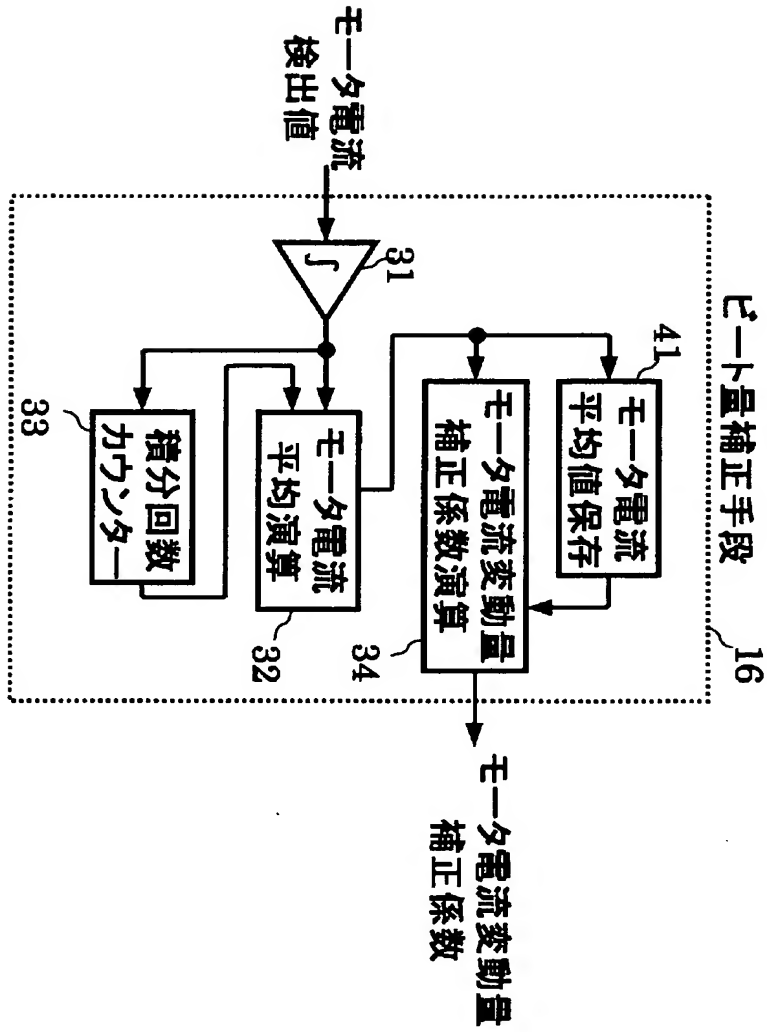
【図 2】



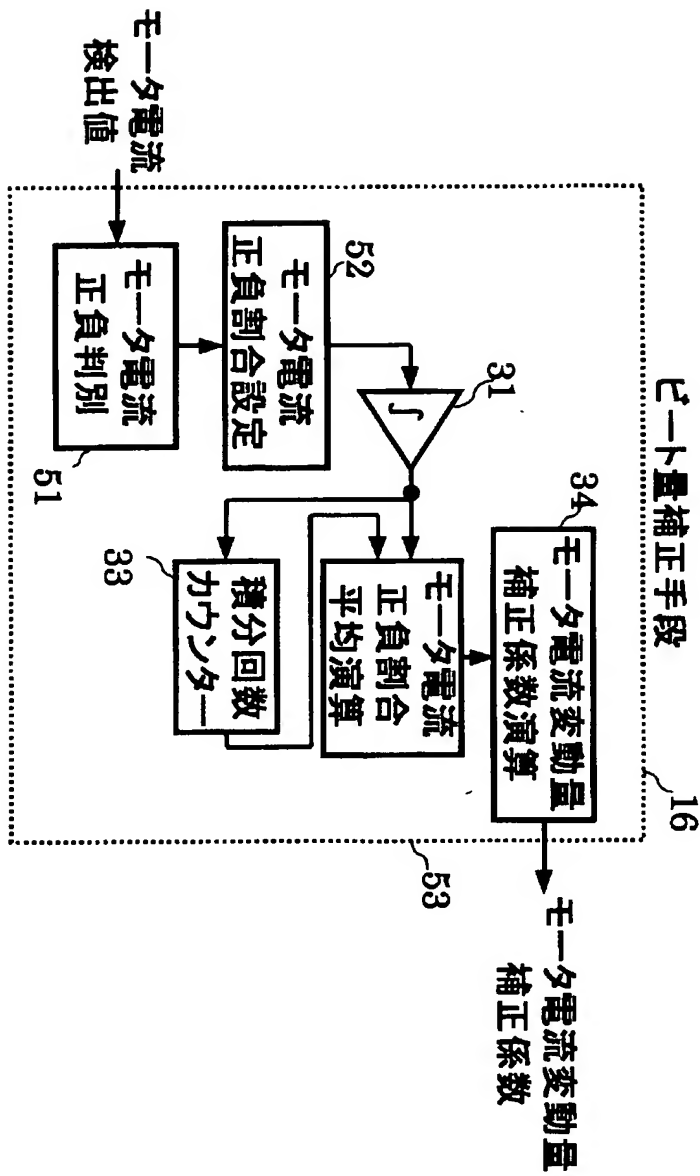
【図 3】



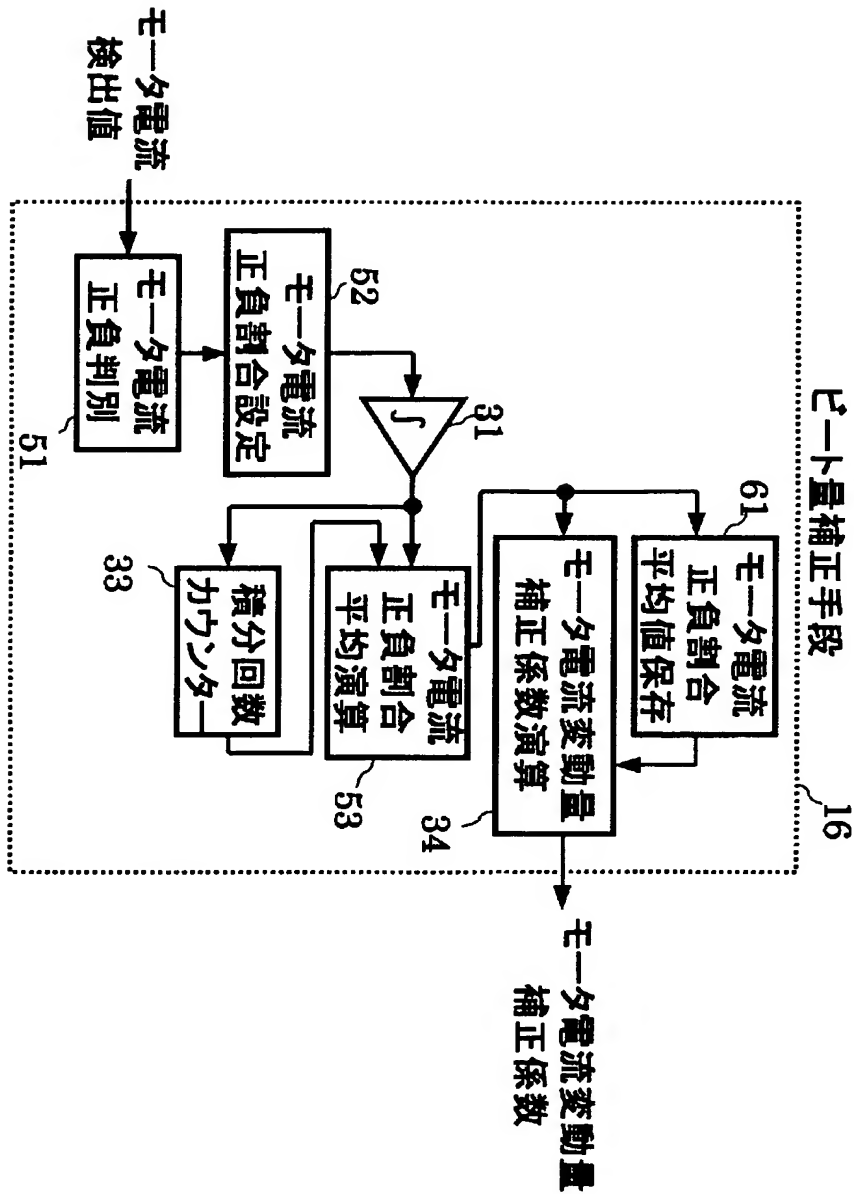
【図 4】



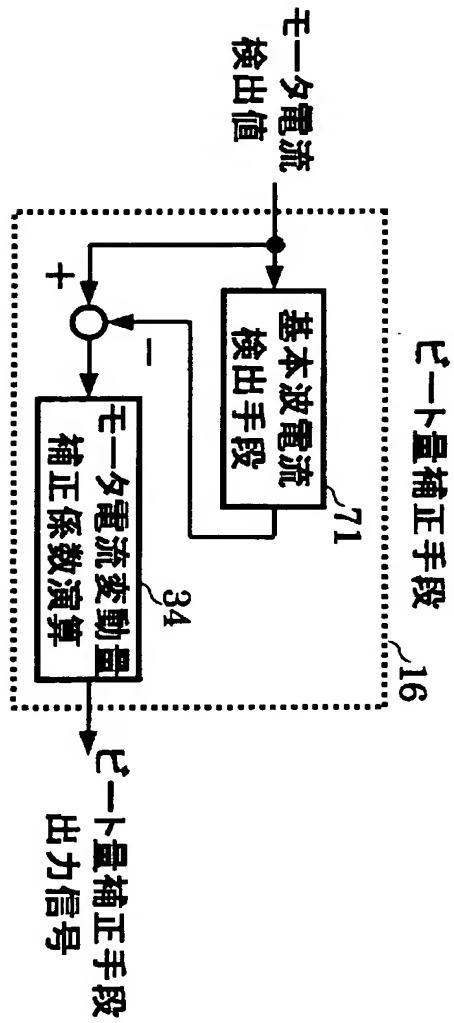
【図 5】



【図 6】

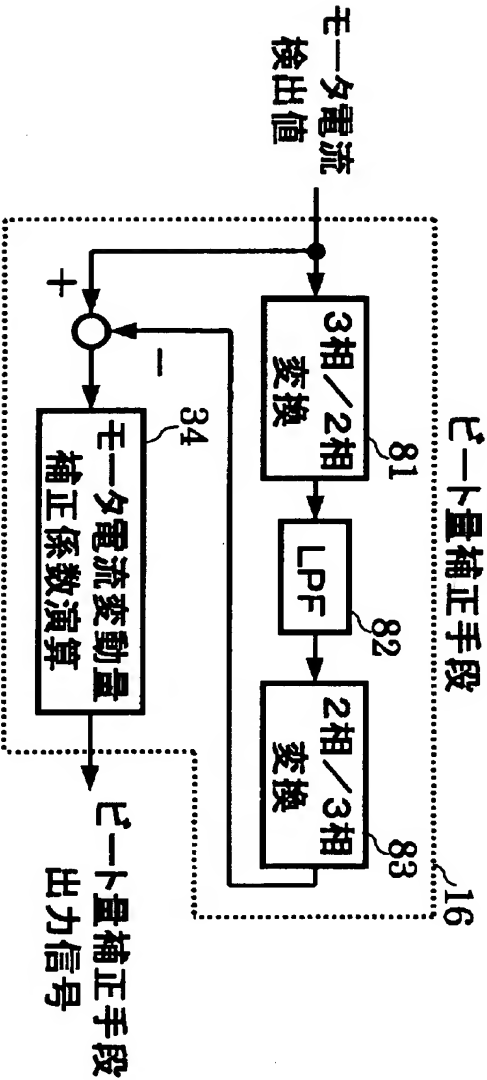


【図 7】

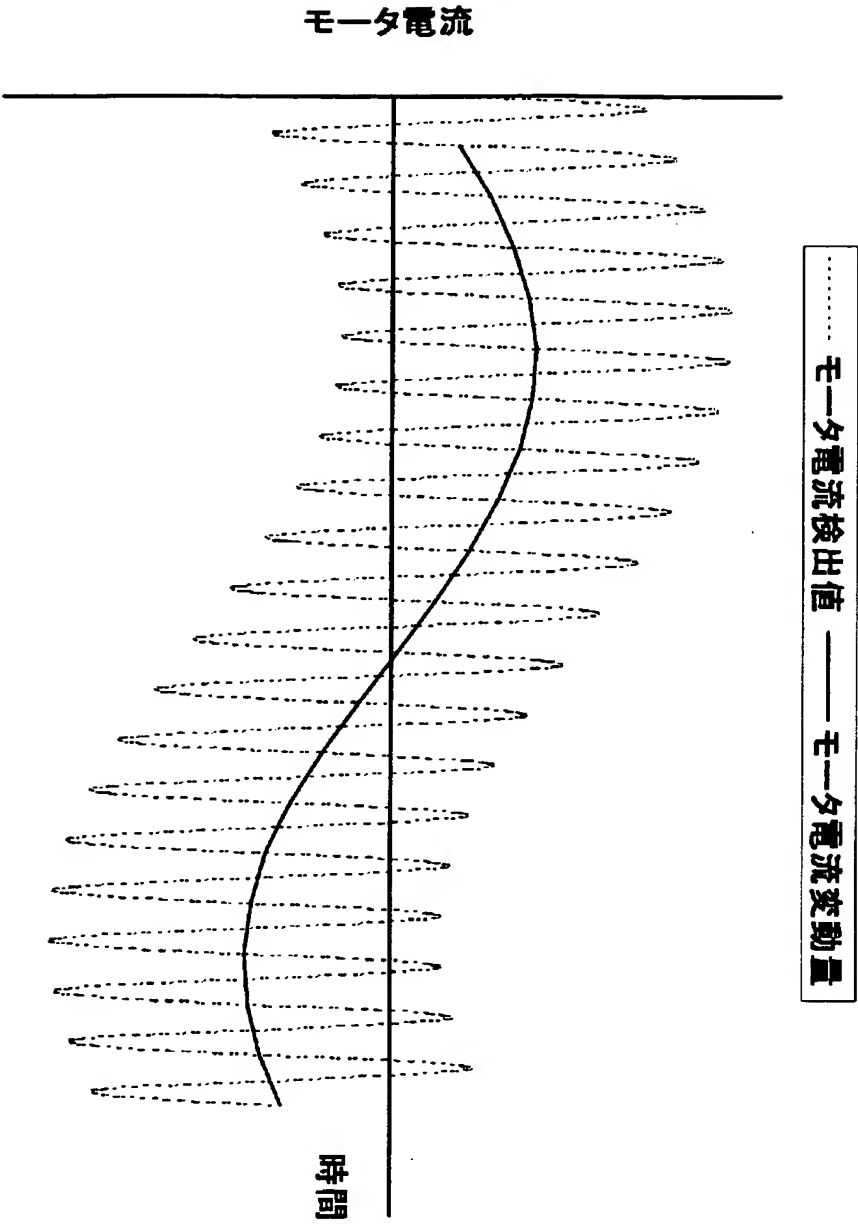




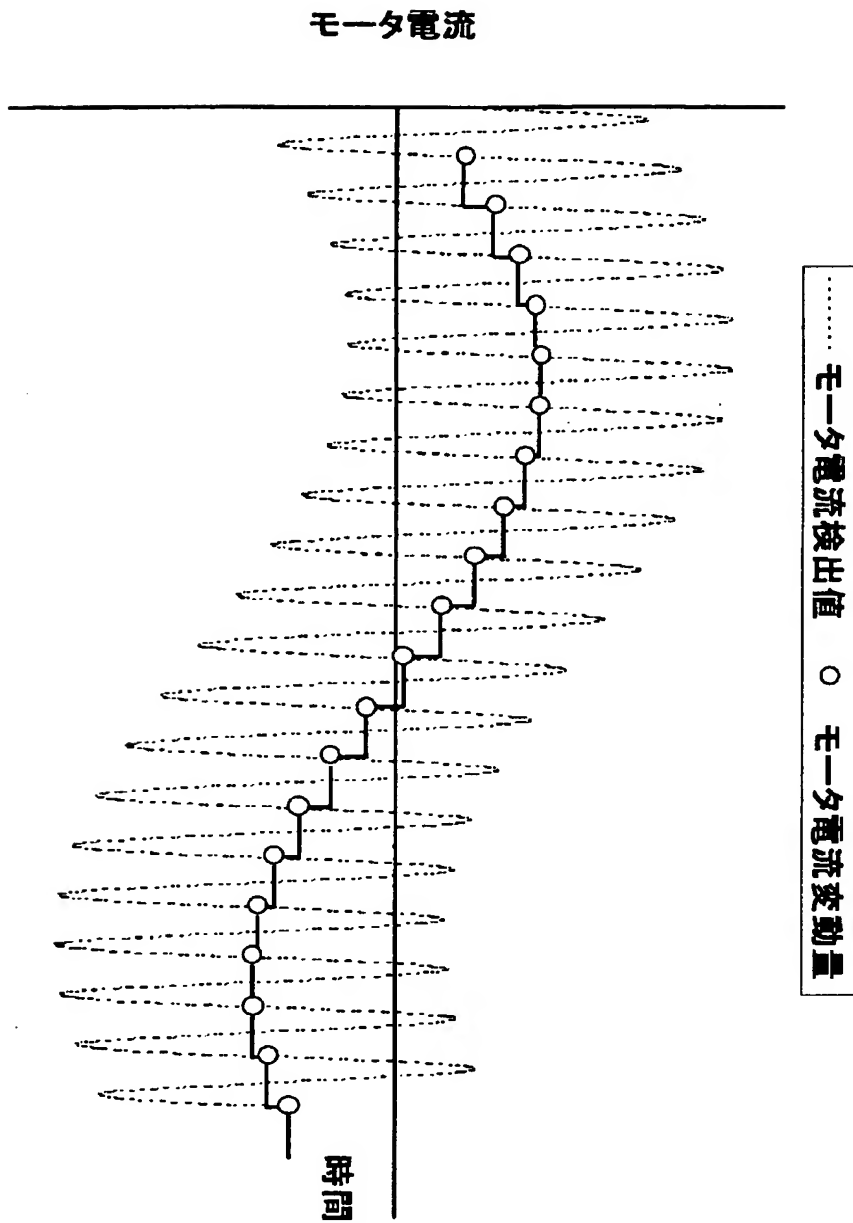
【図 8】



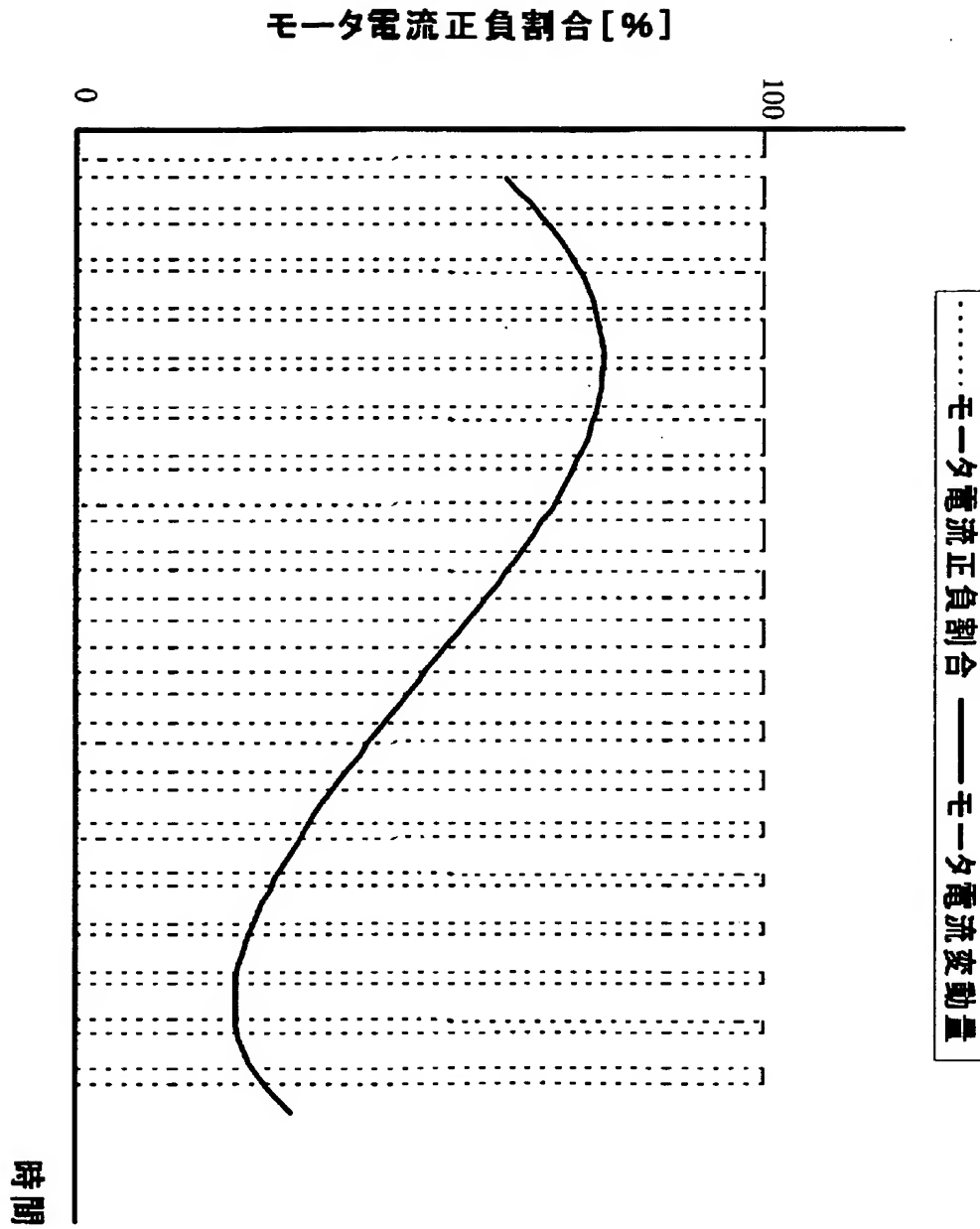
【図 9】



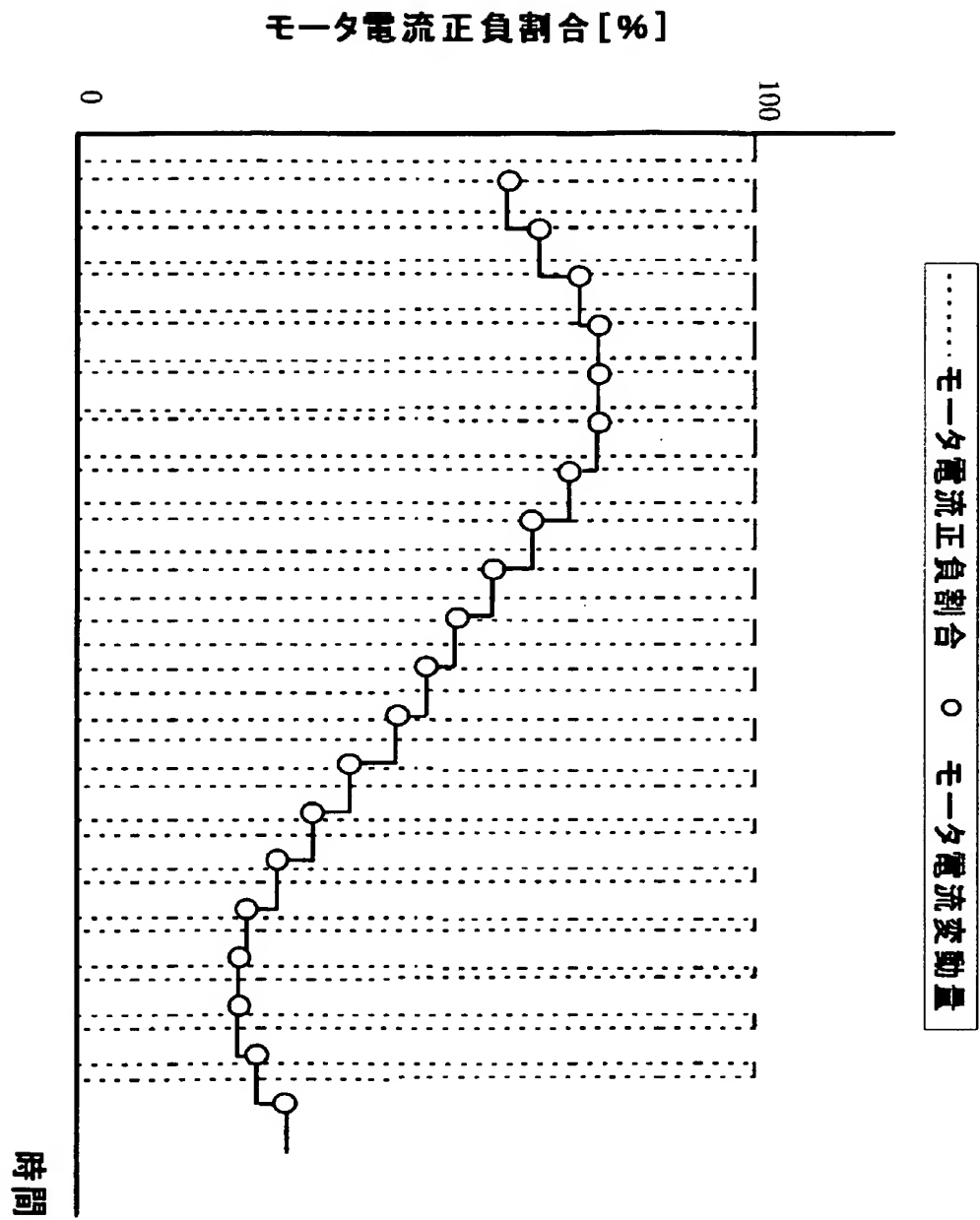
【図 10】



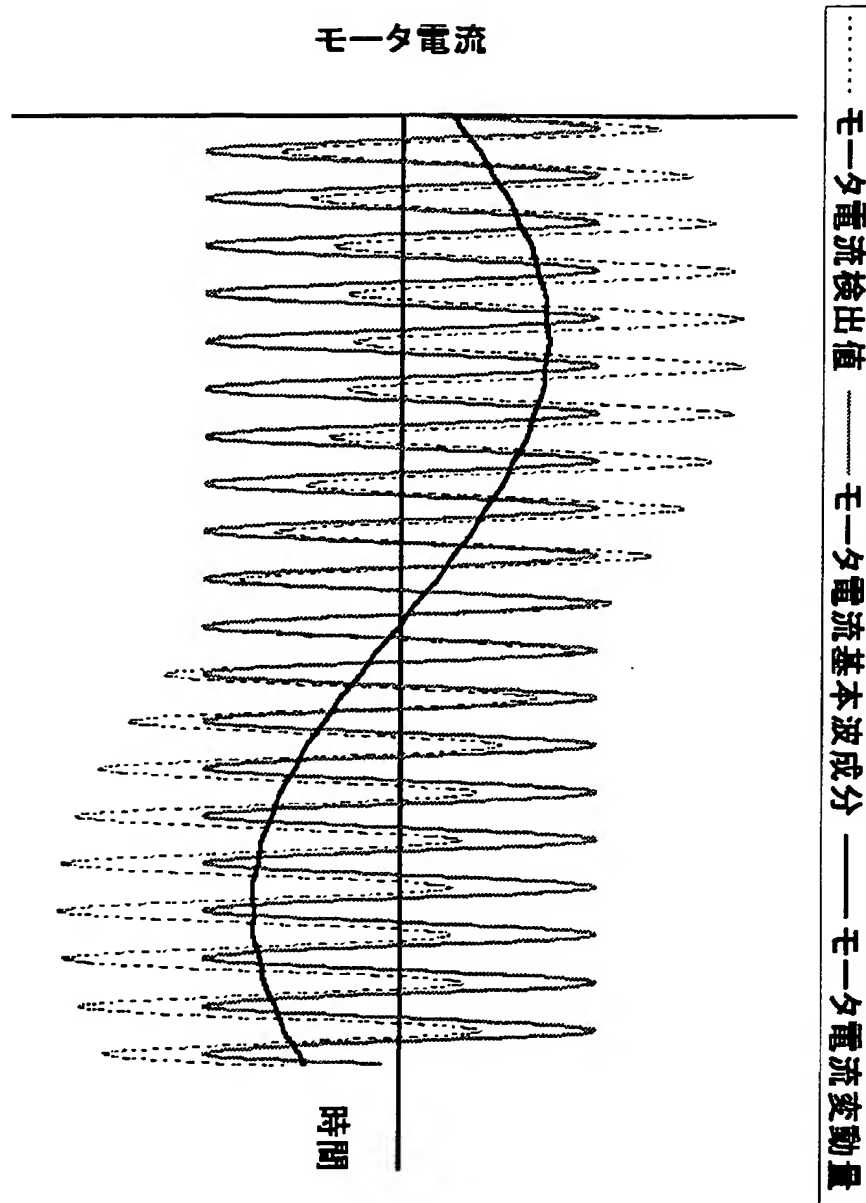
【図 11】



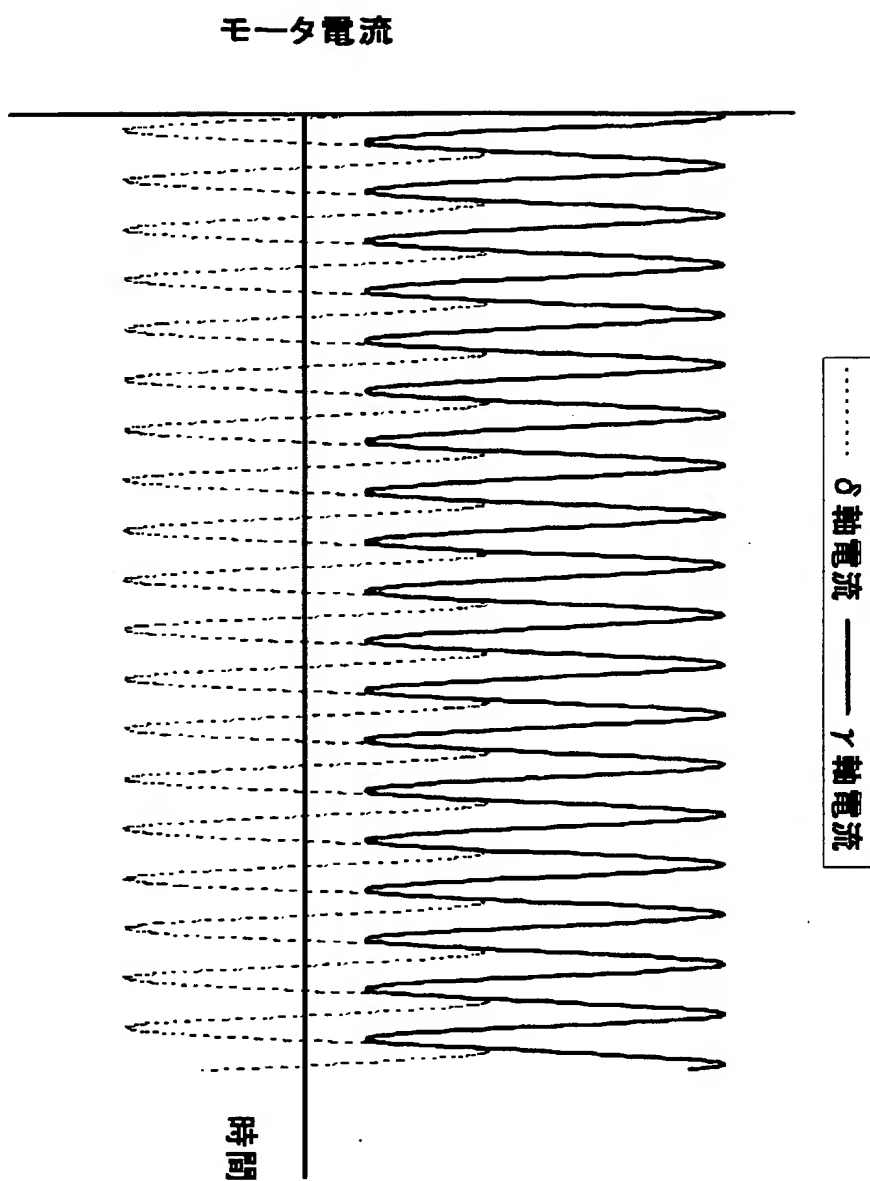
【図 12】



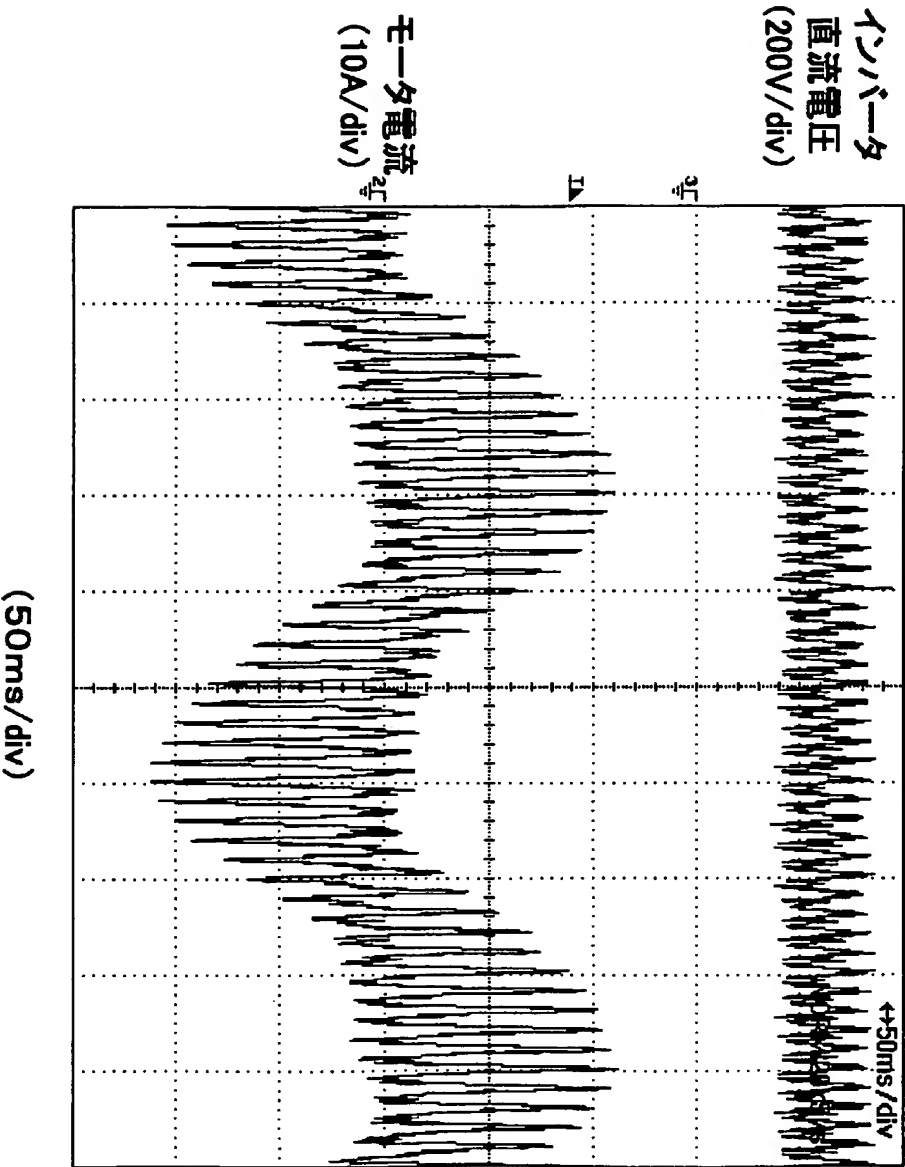
【図 13】



【図 14】

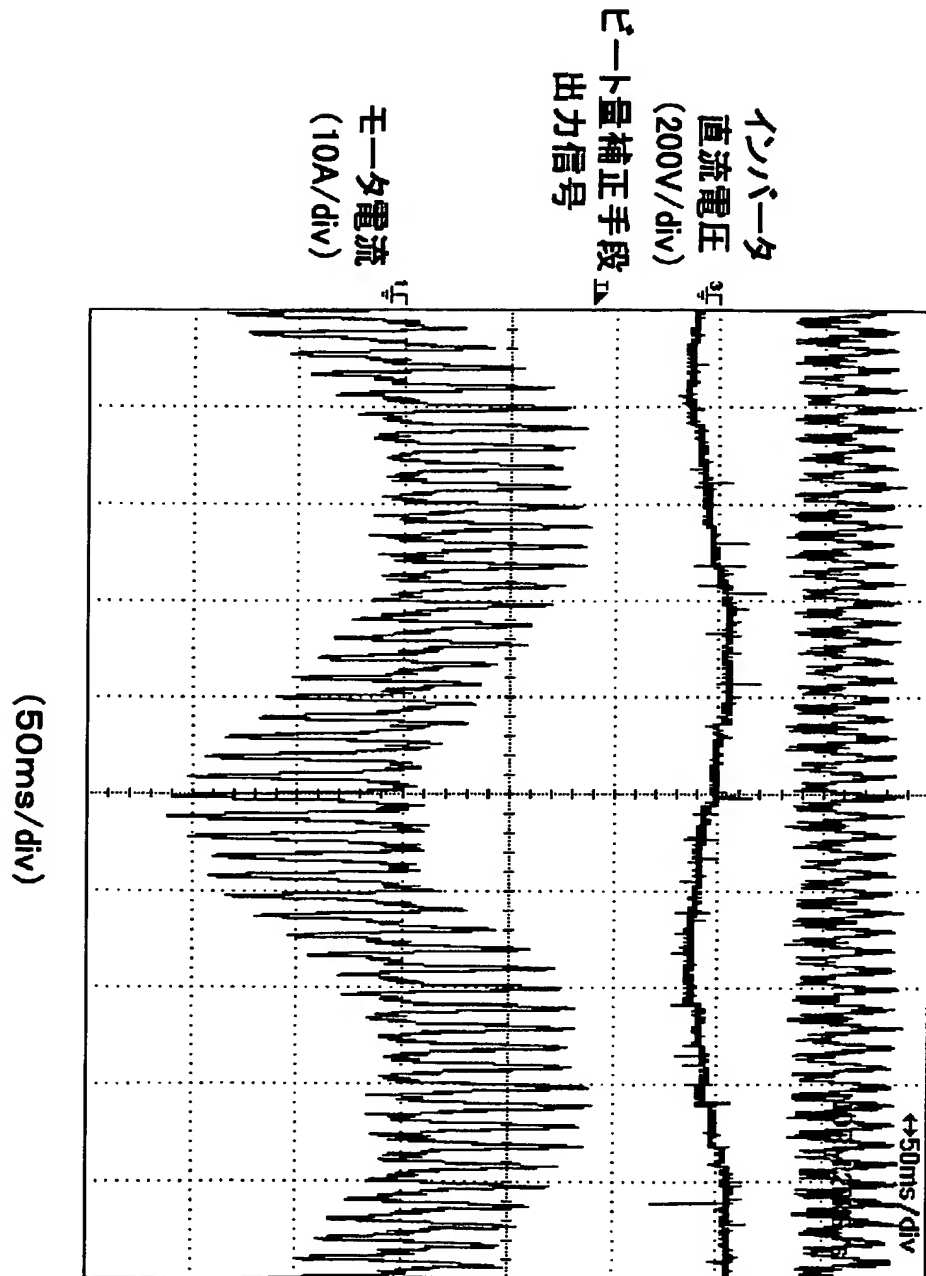


【図 15】

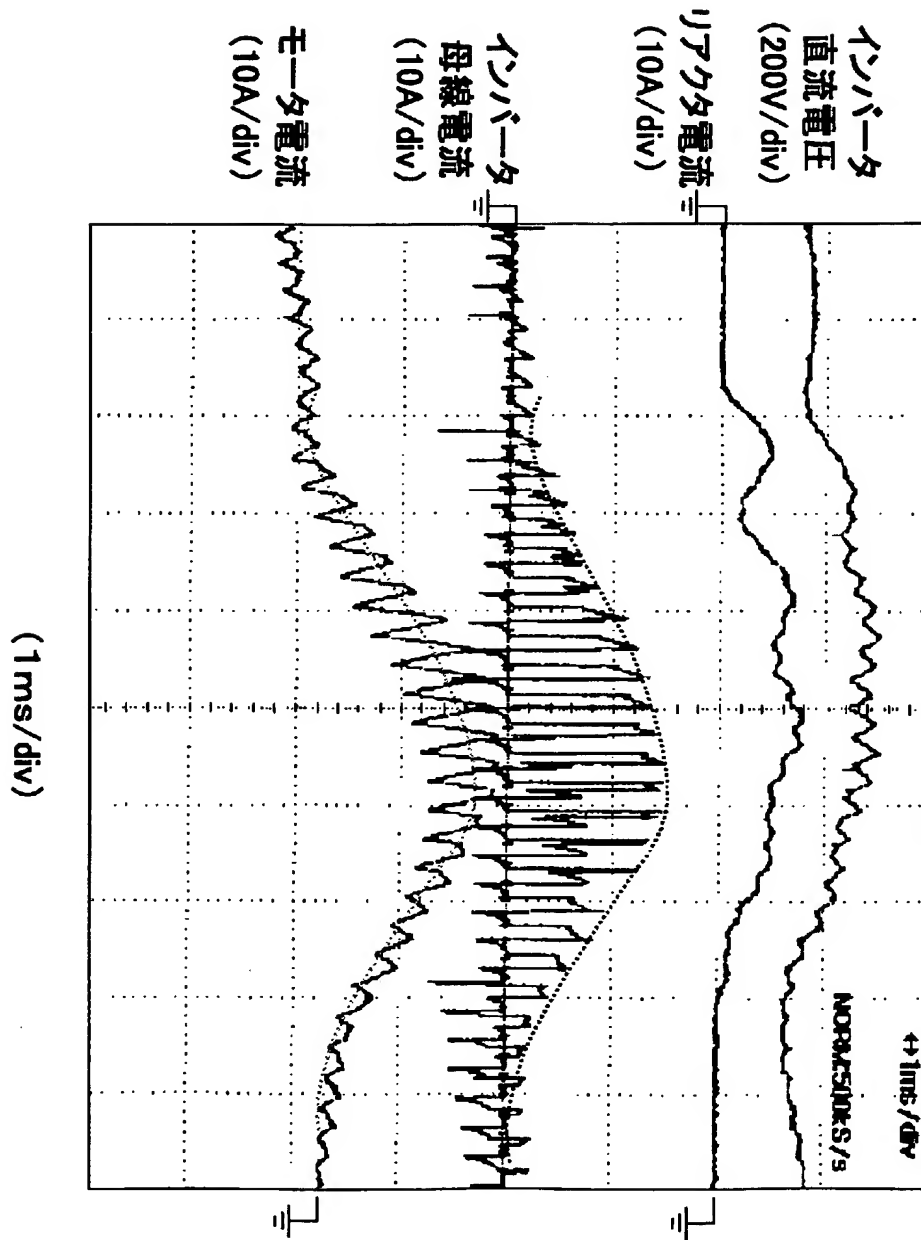




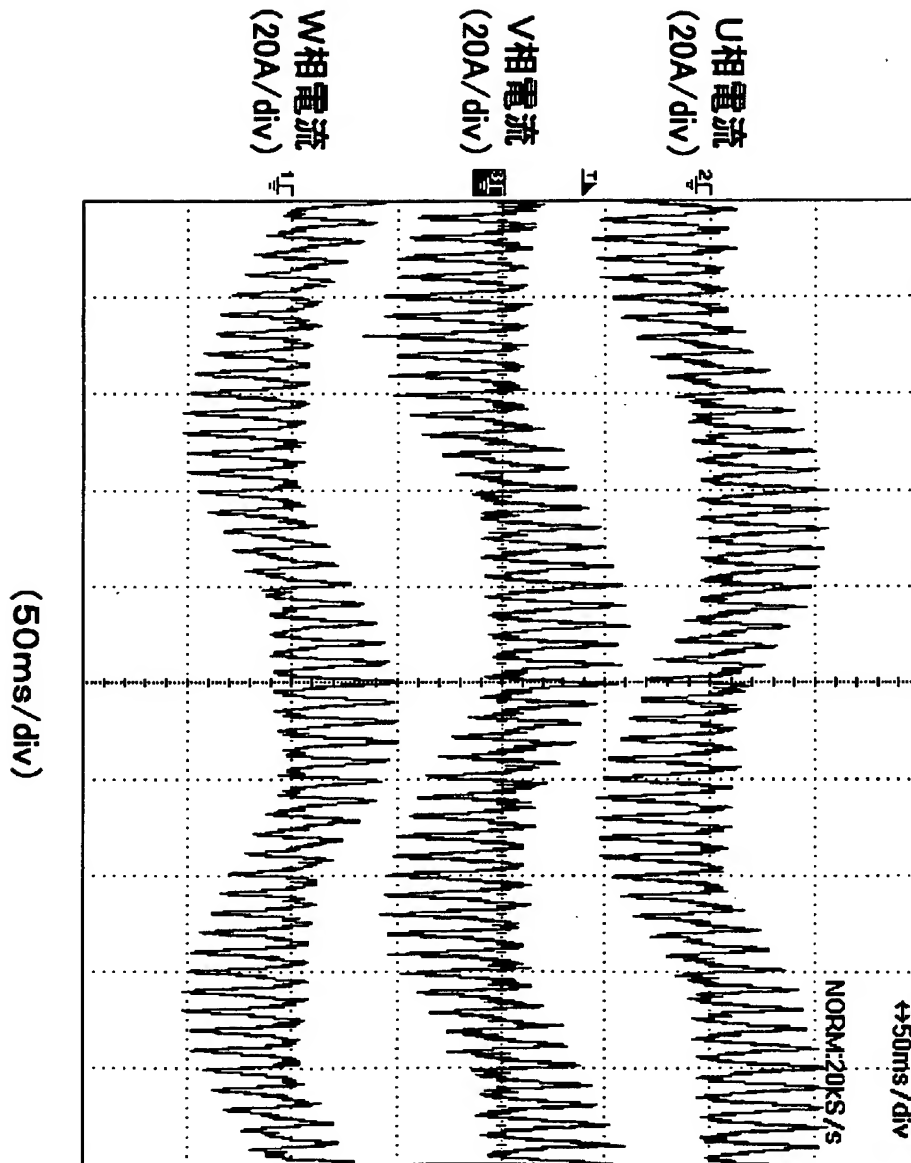
【図16】



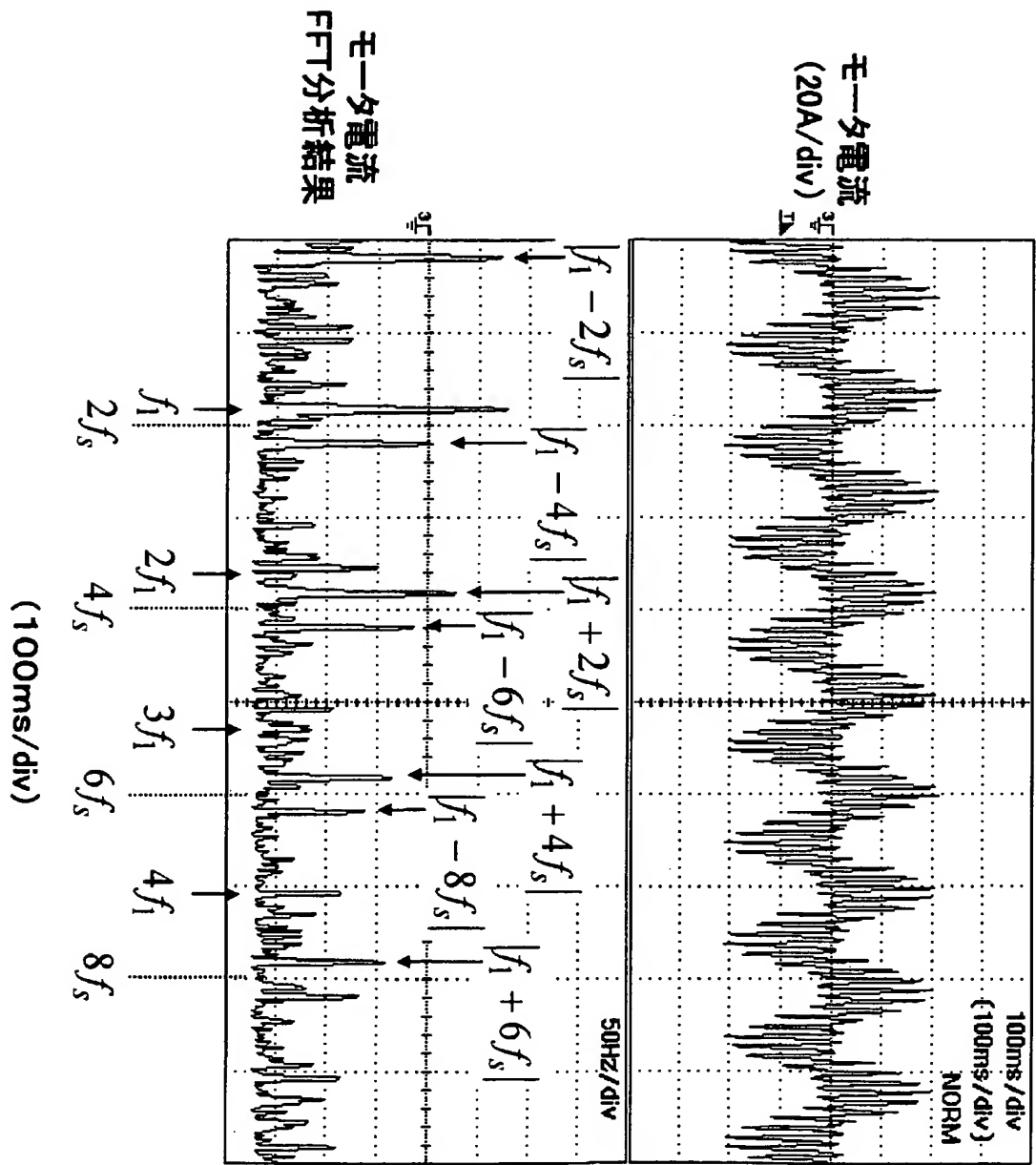
【図 17】



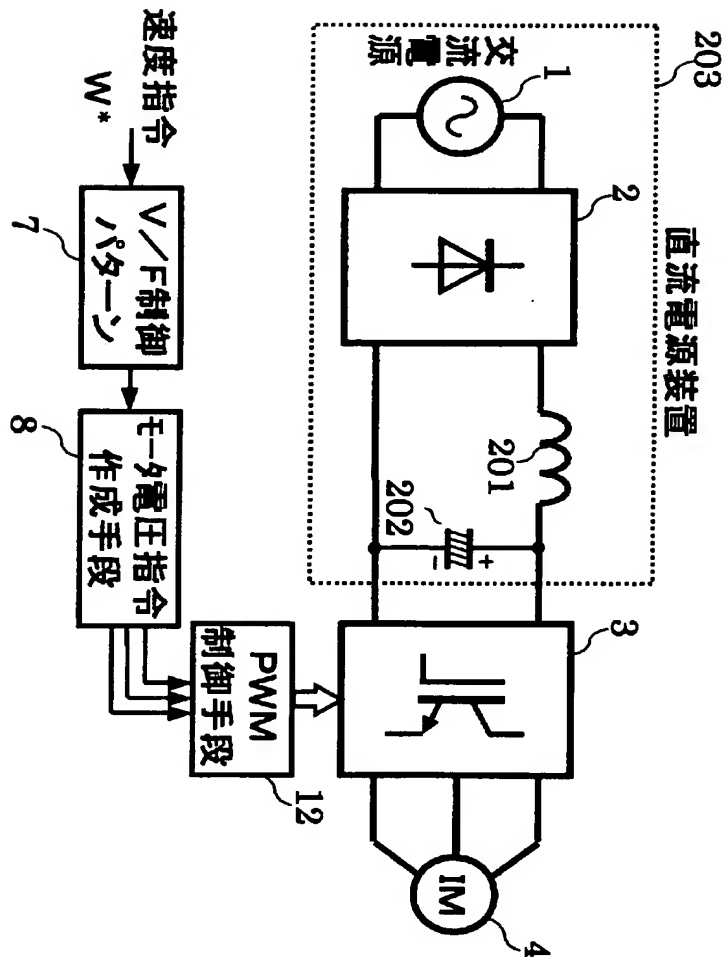
【図 18】



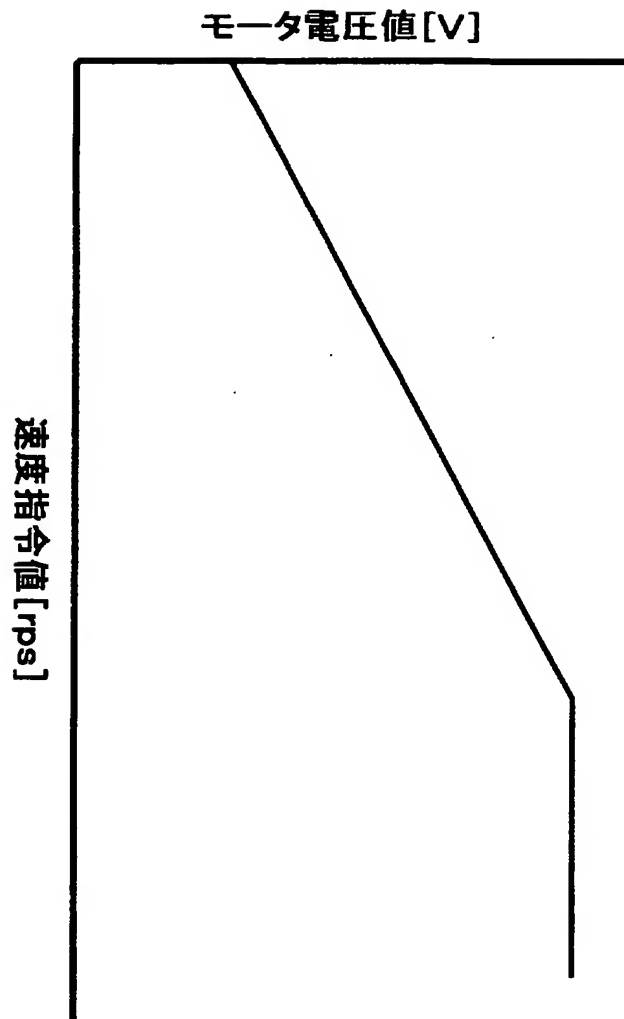
【図 19】



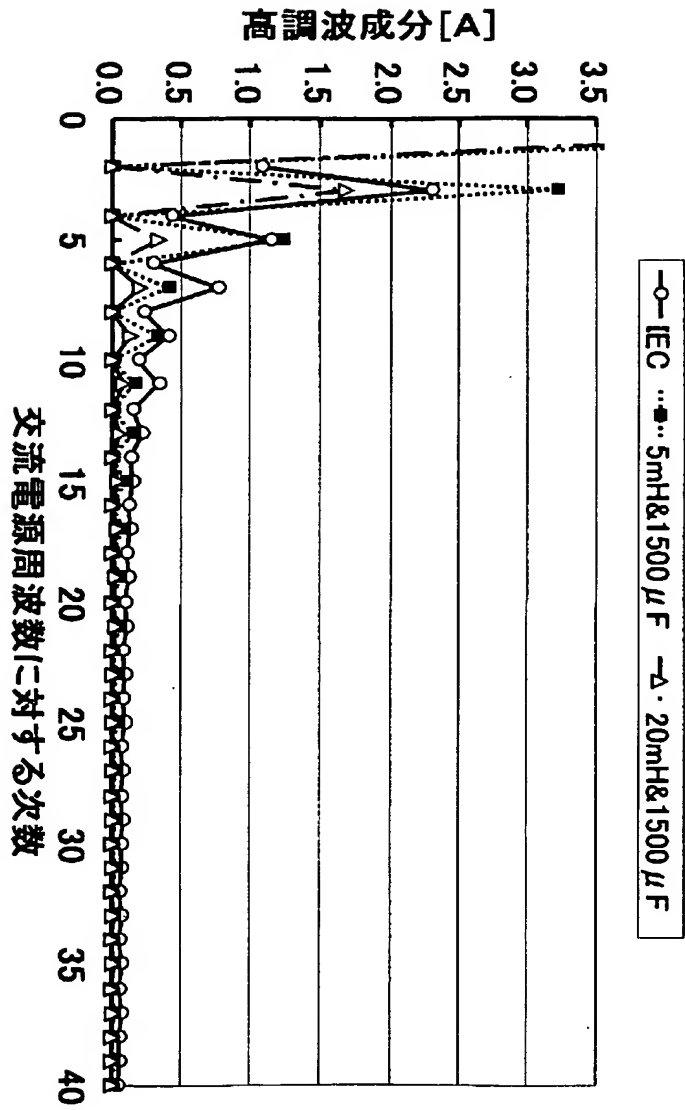
【図 20】



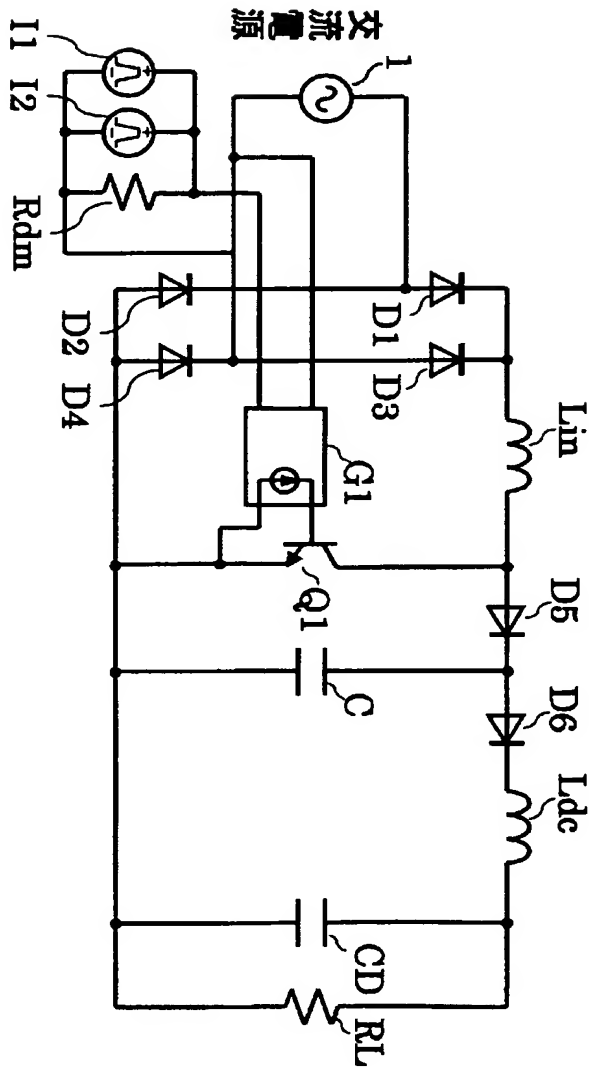
【図 21】



【図 22】



【図 23】





【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 モータ電流の変動量を低減することで、更なる小型・軽量・低コスト化を図ったインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。

【解決手段】 小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、PN電圧補正手段によりインダクションモータに印加する電圧をほぼ一定にすることでインダクションモータの駆動を維持することが可能となり、更にビート量補正手段によりモータ電流の変動量を抑制することで損失低減や素子の電流容量低減によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の更なる小型・軽量・低コスト化を図る。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 3 - 1 0 0 0 0 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 5 8 2 1 ]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名 松下電器産業株式会社